Studie van signaalverwerkingsalgoritmen voor multiple-antenne draadloze communicatie en real-time implementatie op een hardware platform

Paschalis Tsiaflakis
Jan Vangorp

4 mei 2004

Copyright © 2004, K.U.Leuven

Zonder voorafgaande schriftelijke toestemming van zowel de promotor(en) als de auteur(s) is overnemen, kopiëren, gebruiken of realiseren van deze uitgave of gedeelten ervan verboden.
Voor aanvragen tot, of informatie i.v.m. het overnemen en/of gebruik en/of realisatie van gedeelten uit deze publicatie, wendt U tot de

K.U.Leuven, Departement Elektrotechniek - ESAT,
Kasteelpark Arenberg 10,
B-3001 Heverlee (België)
Tel. +32 - 16 32 11 30
Fax. +32 - 16 32 19 86

Voorafgaande schriftelijke toestemming van de promotor(en) is eveneens vereist voor het aanwenden van de in dit afstudeerwerk beschreven (originele) methoden, producten, schakelingen en programma's voor industrieel of commercieel nut en voor de inzending van deze publicatie ter deelname aan wetenschappelijke prijzen of wedstrijden.

Copyright © 2004, K.U.Leuven

Without written permission of the promotors and the authors it is forbidden to reproduce or adapt in any form or by any means any part of this publication.
Requests for obtaining the right to reproduce or utilize parts of this publication should be addressed to

K.U.Leuven, Departement Elektrotechniek - ESAT,
Kasteelpark Arenberg 10,
B-3001 Heverlee (Belgium)
Tel. +32 - 16 32 11 30
Fax. +32 - 16-32 19 86

A written permission of the promotor is also required to use the methods, products, schematics and programs described in this work for industrial or commercial use, and for submitting this publication in scientific contests.

Voorwoord

Twee ingenieurs met veel ambitie,
een eerste diploma, geschoold tot indie,
waren nog niet helemaal tevreden,
ze kwamen in Leuven verder studeren.

Integralen, differentialen, de QR-decompositie,
nu waren ze klaar voor een nieuwe missie.
Enthousiast verkenden ze de wereld van MIMO-systemen,
DSP-processoren en veel problemen.

Uiteindelijk bekwamen ze dit resultaat,
het zweten en zwoegen heeft dan toch gebaat.
Twee ingenieurs met veel ambitie,
op naar een nieuw diploma, geschoold tot burgie.

In eerste instantie willen we onze promotor, Prof. Dr. Ir. Marc Moonen, bedanken voor de vrijheid die hij ons heeft gegeven bij het bepalen van de richting die we uitgingen in deze thesis. Dankzij hem hebben we de mogelijkheid gekregen om te doen wat we graag doen.

Ook een speciaal woord van dank aan Ir. Gert Cuypers voor het ingenieus ontwerp van de analoge frontends voor de experimentele opstelling. Daarnaast willen we hem ook bedanken voor de goede raad die hij ons gaf bij het implementatiewerk gedurende het hele jaar. En natuurlijk moeten we hem bedanken voor zijn luisterend oor voor al de problemen en frustraties die we gehad hebben.

Daarnaast is er ook een groot theoretisch deel geweest in deze thesis. Hiervoor konden we altijd terecht bij Ir. Olivier Rousseaux en Ir. Raphael Cendrillon. We danken hen voor al de goede raad en hun enthousiasme dat ons telkens weer motiveerde om verder te gaan.

Tot slot willen we ook onze familie en vrienden bedanken voor de steun en vele aanmoedigingen die we gekregen hebben. Zonder hen zou dit allemaal niet mogelijk geweest zijn: merci!

Paschalis Tsiaflakis,
Jan Vangorp

4 mei 2004

Samenvatting

Draadloze communicatie heeft de laatste jaren enorm aan belang gewonnen. De vraag naar meer gesofisticeerde communicatiediensten is een drijfveer om naar hogere transmissiesnelheden en betrouwbaardere verbindingen te gaan. Systemen met meerdere antennes aan de zender en ontvanger zouden hierin een cruciale rol kunnen spelen.

In deze thesis wordt de digitale communicatie voor WLAN-toepassingen in een binnenhuisomgeving beschouwd. Het draadloze kanaal wordt gekarakteriseerd door verschillende reflecties van het uitgezonden signaal die toekomen bij de ontvanger. Deze verschillende kopieën kunnen constructief of destructief met elkaar interfereren zodat het ontvangen signaal plots kan wegvallen. Men noemt dit fading.
Om het probleem van fading te overwinnen, kunnen meerdere-antenne systemen gebruikt worden. Deze maken gebruik van het feit dat de kanalen tussen de verschillende zend- en ontvangstantennes onafhankelijk van elkaar kunnen faden. Op die manier is er een grotere kans dat er op elk moment een kanaal is tussen zenders en ontvangers waar de verbinding niet wegvalt door fading.

Omdat de ontvangers signalen van verschillende zenders binnenkrijgen op dezelfde frequentie, moeten speciale technieken gebruikt worden om deze terug te ontbinden. Men refereert hiernaar met space-time coding technieken.
In deze thesis zijn verschillende van deze space-time coding technieken bestudeerd en met elkaar vergeleken. Space-time blokcodes zijn technieken die met eenvoudige lineaire verwerking een maximum-likelihood detectie doen. Hiernaast staan space-time trelliscodes die een betere performantie bieden ten koste van een sterk verhoogde complexiteit. Een geconcateneerd systeem van trellis coded modulatie met een space-time blokcode biedt een nog betere performantie met nagenoeg dezelfde complexiteit.

Om de verbeterde performantie van MIMO-systemen in de praktijk aan te tonen, is een experimentele opstelling gebouwd. Deze opstelling bestaat uit DSP-processoren waarop een space-time blokcodering is geïmplementeerd met een flexibele verbinding naar Matlab en analoge frontends met twee zend- en ontvangstantennes. In Matlab kan de data verder geanalyseerd en verwerkt worden. Bij wijze van demonstratie werd een trellis coded modulatie geïmplementeerd.
Met deze experimentele opstelling werden metingen gedaan die aantonen dat het gebruik van meerdere antennes een betere performantie oplevert. Bij deze is er als het ware een 'proof of concept' geleverd van de MIMO-theorie.

Inhoudsopgave

Voorwoord . . . ii
Samenvatting . . . iii
Inhoudsopgave . . . iv
Lijst van figuren . . . v
Lijst van tabellen . . . vii
Lijst van afkortingen . . . viii
Lijst van symbolen . . . xi

1 Inleiding **1**

2 MIMO Draadloze Communicatie **3**
2.1 Signaalfading . . . 3
2.2 Statistisch model voor fading kanalen . . . 6
2.3 Datamodel . . . 7
2.4 Capaciteit van een MIMO-kanaal . . . 7

3 Diversiteit en Space-time coding **9**
3.1 Diversiteit . . . 9
3.1.1 Spatiale diversiteit . . . 9
3.1.2 Ontvangstdiversiteit . . . 10
3.1.3 Zenddiversiteit . . . 13
3.2 Space-time coding . . . 15
3.2.1 Space-Time Block Codes . . . 16
3.2.2 Space-Time Trelliscodes . . . 18
3.2.3 Spatiale multiplexing . . . 21

4 Simulaties **22**
4.1 Kanaalsimulatie . . . 22
4.2 Maximal Ratio Combining . . . 23
4.3 Space-Time Block Coding . . . 24
4.4 Space-Time Trellis Coding . . . 26
4.5 Geconcateneerde systemen . . . 28
4.6 Layered Space-Time architecturen . . . 30

5 Experimentele opstelling **33**
5.1 Het hardware platform . . . 33
5.1.1 Aansturing analoge frontend zender . . . 33
5.1.2 Aansturing analoge frontend ontvanger . . . 35
5.2 Digitale transmissie . . . 36

5.2.1 Digital Transmitter Module 36
5.2.2 Digital Receiver Module 39
5.3 Framestructuur 40
5.3.1 Kanaalschatting 40
5.3.2 Framesynchronisatie 42
5.4 Matlab Link 44

6 Experimentele resultaten **45**
6.1 Resultaat van de experimentele opstelling 45
6.1.1 Zender 45
6.1.2 Ontvanger 46
6.1.3 Matlab Link 48
6.1.4 RF-hardware 48
6.2 Systeem over draad 48
6.3 Systeem met antennes 49
6.4 Geconcateneerd systeem 52

7 Besluit **55**

Bibliografie **57**

A De experimentele opstelling **60**

Lijst van figuren

2.1 Rayleigh en Rice magnitudekansdichtheid 6
2.2 Ergodische capaciteit 8

3.1 Blokschema van een MRC-systeem 12
3.2 Bitfoutenkans vs gemiddelde SNR voor onafhankelijke flat Rayleigh fading met een optimale MRC-ontvanger 12
3.3 Blokschema van een MISO-systeem 13
3.4 Zenddiversiteit vs ontvangstdiversiteit en SISO 15
3.5 Classificatie van space-time coding technieken 16
3.6 2x2 MIMO-systeem 16
3.7 Space-time trelliscoding 20
3.8 Blokschema van een V-BLAST systeem 21

4.1 Kansdichtheid voor amplitude en fase van kanaalparameters 22
4.2 BER in functie van SNR voor een MRC ontvanger 23
4.3 BER in functie van SNR voor een Alamouti-STBC-systeem 24
4.4 Vergelijking MRC met een Alamouti-STBC-systeem 25
4.5 Gesimuleerde Space-Time Trellis Codes 26
4.6 FER in functie van SNR voor 4 state en 8 state STTC systeem 27
4.7 Vergelijking van STTC met STBC en MRC 28
4.8 Blokschema van een TCM-STBC geconcateneerd systeem 29
4.9 8 en 16 state codes voor 8PSK Trellis Coded Modulation 29
4.10 Performantie ven een TCM-STBC geconcateneerd systeem in vergelijking met STTC, STBC en MRC 30
4.11 Vergelijking van verschillende V-BLAST detectie-algoritmes 31
4.12 Vergelijking van V-BLAST BPSK en Alamouti-STBC 4PSK 31

5.1 Het hardware platform 33
5.2 Blokschema TLV5630 34
5.3 Blokschema Digital Transmitter Module 38
5.4 Blokschema Digital Receiver Module 39
5.5 Framestructuur gebruikt in de experimentele opstelling 40
5.6 Performantie van de schatter in functie van het aantal trainingsymbolen . . . 41
5.7 Implementatie van encoder en decoder 43
5.8 Start/stop framestructuur 43

6.1 (a) Jitter op het synchronisatiesignaal (b) Zonder jitter 46
6.2 (a) Synchronisatiepuls (b) /HOLD-signaal (c) End-Of-Conversion 47

6.3 Systeem over draad: vergelijking van BER in functie van SNR met de theoretische waarden voor SISO en MIMO 50
6.4 SISO-systeem over draad, kanaalschatting met 5 trainingblokken 50
6.5 MIMO-systeem over draad, kanaalschatting met 5 trainingblokken 50
6.6 Gemeten BER van de experimentele opstelling voor een SISO-systeem en een MIMO-systeem (2x2 Alamouti-schema) bij 4-QAM-modulatie 51
6.7 Ontvangen (a) BPSK-constellatie en (b) 4-QAM-constellatie bij 2x2 Alamouti-schema met antennes 51
6.8 (a) Variatie op de kanaalschatting (b) Loading effect op de kanaalschatting . 52
6.9 Blokschema van de opstelling met trellis coded modulation 52
6.10 Vergelijking van de performantie van het geconcateneerd systeem met de theoretische waarde 53
6.11 Ontvangen 8-PSK TCM-constellaties: (a) SNR = 15 dB (b) SNR = 8 dB . . 54
6.12 Fouten komen voor in bursts 54

A.1 Opstelling van het systeem over draad 60
A.2 Opstelling van de zender 61
A.3 Opstelling van de ontvanger 62

Lijst van tabellen

2.1 Types van korte-termijn fading en hun criteria 5

5.1 Functies van de DAC library 35
5.2 Functies van de ADC library 36
5.3 Overzicht van de DXMT funtionaliteit 38
5.4 Functies voor data-uitwisseling tussen Matlab en de DSP 44

6.1 CPU load van de zender bij verschillende symboolfrequenties 46
6.2 CPU load van de ontvanger bij verschillende symboolfrequenties 46

Lijst van afkortingen

ADC	Analoog-Digitaal Convertor
AGC	Automatic Gain Control
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CPU	Central Processing Unit
DAC	Digitaal-Analoog Convertor
DMA	Direct Memory Access
DSP	Digital Signal Processor
DRCV	Digital Receiver Module
DXMT	Digital Transmitter Module
EMIF	External Memory Interface
EOC	End Of Conversion
GPIO	General Purpose Input/Output
ISR	Interrupt Service Routine
LAN	Local Area Network
LOS	Line Of Sight
McBSP	Multichannel Buffered Serial Port
MIMO	Multiple In / Multiple Out
MISO	Multiple In / Single Out
ML	Maximum Likelihood
MMSE	Minimum Mean Square Error
MRC	Maximal Ratio Combining
PCB	Printed Circuit Board
PEP	Pair-wise Error Probability
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RF	Radio Frequency
RTDX	Real-Time Data Exchange
SIMO	Single In / Single Out
SINR	Signal to Interference and Noise Ratio
SISO	Single In / Single Out
SNR	Signal to Noise Ratio
STBC	Space-Time Block Code

STTC	Space-Time Trellis Code
SPI	Serial Peripheral Interface
TCM	Trellis Coded Modulation
VA	Viterbi Algorithm
V-BLAST	Vertical Bell Labs Layered Space Time
VLIW	Very Long Instruction Word
WLAN	Wireless Local Area Network

Lijst van symbolen

$r[k]$	ontvangen symbool op tijdstip k
$\mathbf{r}[l]$	Mx1 vector met signalen van de verschillende ontvangstantennes
$s[k]$	gezonden symbool op tijdstip k
$\mathbf{s}[l]$	Nx1 vector met signalen van de verschillende zendantennes
$n[k]$	ruis op tijdstip k
$\mathbf{n}[l]$	Mx1 ruisvector
$h_{ij}(t,\tau)$	kanaalimpulsresponsie tussen antennes i en j
$\mathbf{H}$	MxN kanaalmatrix
M	aantal ontvangstantennes
N	aantal zendantennes
$\tilde{\mathbf{S}}$	ruimte-tijd matrix met N rijen (spatiale dimensie) en L kolommen (tijdsdimensie)
L	bloklengte
U^*	Hermitiaans getransponeerde van U
T_s	symboolperiode
R_s	symboolrate
W	bandbreedte
d	afstand tussen antennes
f_c	draaggolffrequentie
λ	golflengte
c	lichtsnelheid ($\approx 3\,10^8\ m/s$)
v_u	snelheid van de gebruiker
τ_{coh}	coherentietijd
b_{coh}	coherentiebandbreedte
d_{coh}	coherentie-afstand
σ	standaardafwijking
ρ	signaal-ruis verhouding
α	magnitude
θ	fase
$\mathcal{C}_{\|\mathbf{H}}$	conditionele ogenblikkelijke capaciteit
$\bar{\mathcal{C}}_{\|\mathbf{H}}$	ergodische capaciteit
p_ϵ	bitfoutenkans
$\mathbf{B}$	codewoordverschilmatrix

Hoofdstuk 1

Inleiding

Gedreven door de vraag naar meer gesofisticeerde communicatiediensten heeft draadloze communicatie zich ontpopt tot één van de grootste en snelst groeiende sectoren van de telecommunicatie-industrie. Recente draadloze LAN-standaarden zoals Hiperlan en IEEE 802.11 laten bitsnelheden toe tot 54 Mbps en hebben de laatste jaren geleid tot een omzet van meer dan 1.6 miljard dollar. In de komende jaren wil men de huidige bitsnelheden upgraden naar het 100 Mbps - 1 Gbps bereik. Een veelbelovende ontwikkeling van het laatste decennium, die een cruciale rol kan spelen in de realisatie van deze enorme groei, is draadloze communicatie waarbij men gebruik maakt van meerdere-antenne architecturen.

Bij deze MIMO-systemen (Multiple Input Multiple Output) gaat men gebruik maken van meerdere zend- en ontvangstantennes. Die extra antennes laten toe om de kwaliteit van de verbinding te verhogen of de transmissiesnelheid op te drijven. Bovendien kan men dit realiseren binnen dezelfde bandbreedte die gebruikt wordt in klassieke systemen met één zend- en ontvangstantenne (SISO-systemen, Single Input Single Output).
Omdat de verschillende antennes werken in hetzelfde frequentiegebied en dus gaan interfereren, moet men gebruik maken van speciale technieken die hier bestand tegen zijn. Deze technieken vallen in de categorie van space-time coding.

In deze thesis worden een aantal van deze space-time coding technieken besproken. De performantie van de verschillende technieken wordt nagegaan en met elkaar vergeleken. Om de voordelen van MIMO-systemen ten opzichte van SISO-systemen aan te tonen, wordt een experimentele opstelling ontwikkeld waarmee de performantie kan getest worden in een realistische omgeving. We beogen hier een omgeving die slechts traag varieert, zoals een kantoorruimte of een binnenhuisomgeving. Hierbij wordt de nadruk gelegd op het verbeteren van de kwaliteit van de verbinding.

In hoofdstuk 2 van deze tekst wordt MIMO-draadloze communicatie geïntroduceerd. Hier worden de karakteristieken van een draadloze kanaal beschreven en de capaciteit van een kanaal met meerdere zend- en ontvangstantennes aangehaald. In dit hoofdstuk worden ook het kanaalmodel en datamodel vastgelegd die verder gebruikt worden in de context van de experimentele opstelling.

Hoofdstuk 3 behandelt het concept van diversiteit. Vervolgens komen verschillende space-time coding technieken aan bod die gebruik maken van deze diversiteit om de kwaliteit van de draadloze verbinding te verbeteren.

In hoofdstuk 4 worden de resultaten getoond van simulaties van deze verschillende technieken en worden ze met elkaar vergeleken.

In hoofdstuk 5 wordt het ontwerp van de experimentele opstelling besproken. Hier wordt het hardware platform beschreven en komt de structuur van de implementatie aan bod. Verder komen nog een aantal andere aspecten van een digitaal communicatiesysteem aan bod en hoe die in de experimentele opstelling worden aangepakt.

Tot slot worden in hoofdstuk 6 de resultaten voorgesteld van een aantal experimenten die werden uitgevoerd met het gerealiseerde systeem. Deze resultaten worden vergeleken met de performantie van een SISO-systeem.

Hoofdstuk 2

MIMO Draadloze Communicatie

Het draadloze kanaal is een medium onderhevig aan allerlei stoornissen en beperkingen. Het overwinnen van deze niet-idealiteiten is een enorme uitdaging voor de communicatie-ingenieur. Een goed inzicht in deze niet-idealiteiten is essentieel bij het zoeken naar oplossingen. In de eerste sectie van dit hoofdstuk wordt dieper ingegaan op signaalfading, één van de belangrijkste stoornissen van draadloze communicatie. Verschillende vormen van signaalfading worden behandeld en er wordt een veel gebruikt statistisch model voor een fading kanaal besproken. Vervolgens wordt het MIMO-datamodel geïntroduceerd dat in de rest van de thesis zal gebruikt worden. In een laatste sectie wordt het MIMO-kanaal vanuit een informatie-theoretisch standpunt benaderd. Hier worden een aantal kernresultaten uit de literatuur aangegeven over de capaciteit van een MIMO-kanaal.

2.1 Signaalfading

Bij draadloze communicatie kan het ontvangen signaal niet eenvoudig gemodelleerd worden als een kopie van het uitgezonden signaal verstoord door additieve Gaussische ruis. Door de tijdsvariërende karakteristieken van de propagatie-omgeving ontstaan variaties in één of meerdere frequentiecomponenten in de tijd. Men refereert hiernaar met de term signaalfading.

Deze variaties in magnitude en/of fase kan men onderverdelen in twee categorieën: lange-termijn en korte-termijn fading (long term en short term fading). Lange-termijn fading gaat vooral over lange-termijn veranderingen veroorzaakt door omgevingselementen, zoals hinder van gebouwen, regen en andere natuurlijke fenomenen. Degradaties van dit type zijn systeem-, toepassings- en terreinafhankelijk. Oplossingen hiervoor moeten vooral op systeemniveau gezocht worden zoals basisstationplaatsing en power control.

Bij het ontwerp van algemeen toepasbare MIMO-algoritmes richt men zich eerder tot de effecten van korte-termijn fading. Deze korte-termijn veranderingen in de ontvangen amplitude worden veroorzaakt door het scatteren (verstrooien) van het signaal door reflectie op objecten in de propagatie-omgeving.

Het scatteren leidt tot het fenomeen van multipath-propagatie. Hierdoor zal het ontvangen signaal bestaan uit een aantal constructief en destructief interfererende kopieën van de uitgezonden golfvorm. Deze kopieën noemt men multipaths. De karakteristieken van het draadloos kanaal verschillen echter van path tot path waardoor iedere multipath een andere verzwakking, faseverschuiving, dopplerverschuiving, tijdsvertraging, ... ondervindt.

Rekening houdend met de verzwakkingen en de tijdsvertragingen van de ontvangen multipaths, kan het fading kanaal gekarakteriseerd worden als een lineair systeem met als impulsresponslengte de maximum vertraging van alle multipaths (delay spread). Tussen een zend-ontvangst antennepaar komen we tot volgend systeemmodel:

$$r[k] = \sum_{\tau=0}^{L-1} h[t,\tau]s[k-\tau] + n[k] \tag{2.1}$$

Hierin is $s[k]$ het uitgezonden signaal, $r[k]$ het ontvangen signaal, $n[k]$ een ruissignaal en $h[t,\tau]$ de impulsresponsie tussen het zend-ontvangst antennepaar. Deze impulsresponsie modelleert het effect van het toekomen van verschillende kopieën van het uitgezonden signaal op opeenvolgende tijdsperiodes τ van 0 tot $L-1$. Als de lengte van de impulsresponsie korter is dan een symboolperiode, hebben we te maken met een vlakke frequentiekarakteristiek. Dit is typisch voor een smalbandsysteem, waar de sampleperiode groot genoeg is zodat alle kopieën van het uitgezonden signaal in dezelfde sampleperiode binnenkomen. Bij een langere impulsresponsie hebben we te maken met een frequentieselectief kanaal. Verder is het draadloos kanaal tijdsafhankelijk doordat de omgeving verandert. Dit zit vervat in de tijdsparameter t van de impulsresponsie. Bovendien heeft men in een MIMO-transmissieschema te maken met verschillende impulsresponsies tussen ieder zend-ontvangst antennepaar. Zo komen we uiteindelijk tot een lineair tijdsvariant ruimtevariant model voor het fading kanaal.

$$h_{ij}(t,\tau) \tag{2.2}$$

Formule (2.2) geeft de impulsrespons voor een MIMO-kanaal in zijn meest algemene vorm. Deze complexe functie beschrijft de responsie van het kanaal gezien door ontvangstantenne i op tijdstip t als we τ tijdseenheden op voorhand een eenheidsimpuls uitsturen vanuit zendantenne j.

In elk van deze domeinen wordt het fading kanaal gekarakteriseerd door een coherentie-interval. In zo een coherentie-interval wordt het fading kanaal als vlak (flat) of invariant beschouwd. Buiten dit interval kan het fading kanaal willekeurig veranderen. Men spreekt van een selectief kanaal wanneer het definitie-gebied[1] van het gezonden signaal breder is dan het coherentie-interval. Met de term ***selectiviteit*** wordt er dus een verband gelegd tussen de eigenschappen van het uitgezonden signaal en het kanaal.

Selectiviteit is een belangrijke eigenschap die ons toelaat om een indeling te maken van de verschillende types van korte-termijn fading. Alvorens te komen tot deze indeling halen we in het kort een aantal relevante systeemkarakteristieken en parameters van de propagatieomgeving aan.

Systeemkarakteristieken zijn:

- Symbool periode T_s, symboolrate $R_s = \frac{1}{T_s}$ en signaalbandbreedte W
- Afstand tussen de antennes d
- Bloklengte L van de gezonden symbolen
- Draaggolffrequentie f_c

[1] Het definitie-gebied van een functie $f(x)$ definiëren we als de verzameling $\chi = \{x|f(x) \neq 0\}$

- Gebruikerssnelheid v_u

De propagatie-omgeving wordt bepaald door volgende parameters:

Coherentietijd τ_{coh}: Dit is een statistische maat voor de tijd waarover de impulsresponsie van het kanaal als invariant kan beschouwd worden. Binnen de coherentietijd hebben ontvangen signalen dus een grote kans op amplitudecorrelatie.

Coherentiebandbreedte B_{coh}: Dit is een statistische maat van het bereik van frequenties waarover het kanaal vlak kan beschouwd worden. Frequentiecomponenten binnen de coherentiebandbreedte zullen meer waarschijnlijk amplitudecorrelatie vertonen.

Coherentie-afstand d_{coh}: Dit is de minimum afstand in de ruimte die tussen twee antennes moet aanwezig zijn zodat ze onafhankelijk van elkaar faden.

Bovenstaande parameters zijn zelf afhankelijk van een aantal fysische systeemparameters zoals draaggolffrequentie, gebruikerssnelheid, symboolperiode en delay spread.
Tabel 2.1 geeft het verband weer tussen al deze parameters. Zo komen we tot verschillende types van korte-termijn fading.

Domein	**Type van korte-termijn signaal fading**		
Tijd	Slow fading $\tau_{coh} \gg T_s$	Quasi-static fading $\tau_{coh} \approx T_s$	Fast fading $\tau_{coh} < T_s$
Frequentie	Flat (frequentie niet-selectief) fading $B_{coh} \gg W$		Frequentie selectieve fading $B_{coh} < W$
Ruimte	Ruimte-gecorreleerde fading $d_{coh} \gg d$		Ruimte onafhankelijke fading $d_{coh} < d$

Tabel 2.1: Types van korte-termijn fading en hun criteria

In het tijdsdomein spreekt men van *slow fading* als de symboolperiode veel kleiner is dan de kanaalcoherentietijd. In dit geval kunnen we aannemen dat de impulsresponsie van het kanaal tijdsinvariant is binnen een bloktransmissie. Wanneer de symboolperiode daarentegen groter is dan de coherentietijd, spreekt men van *fast* of *tijdsselectieve fading*. Er is dan nog een tussenvorm, namelijk *quasi-static fading*. In dit geval is de coherentietijd van orde LT_s, met L de lengte van een uitgezonden blok symbolen. Hierbij veronderstelt men de kanaalmagnitude constant voor elk blok, maar onafhankelijk van blok tot blok.
Frequentie-selectiviteit is het beste te begrijpen door de inverse Fouriertransformatie te bekijken van de frequentieresponsie van het kanaal. Een *flat fading* kanaal heeft een vlakke frequentieresponsie in de bandbreedte waarin we geïnteresseerd zijn en dit komt overeen met een gescaleerde Dirac impulsfunctie in de tijd. Bij een frequentieselectief kanaal hebben we een impulsresponsie met lengte groter dan 1 symboolperiode. We spreken dan van een *dispersief* of *multipath fading* kanaal.
Tenslotte is er ook nog selectiviteit mogelijk in het spatiale domein. Het is vooral deze vorm van selectiviteit die een belangrijke rol zal spelen bij MIMO-communicatie en komt later uitgebreid aan bod.

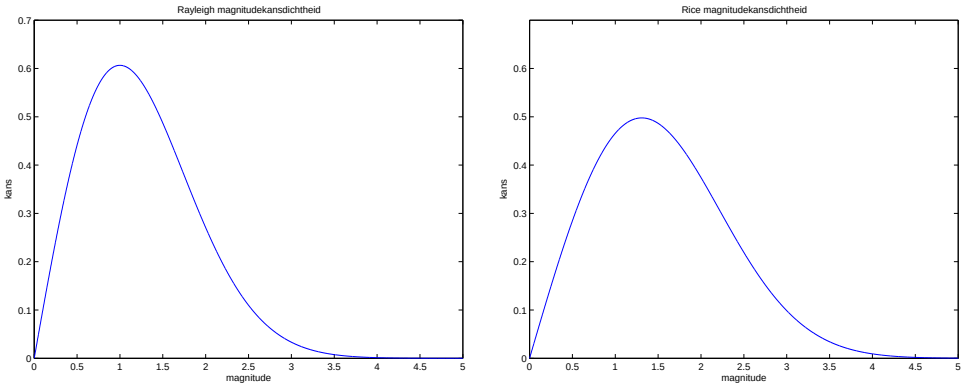
2.2 Statistisch model voor fading kanalen

In de vorige sectie werden concepten zoals signaalscattering en multipathpropagatie geïntroduceerd. Aangezien het gecombineerd effect van gescatterde signalen niet eenvoudig kan uitgedrukt worden in gesloten vorm, gebruikt men statistische beschrijvingen van de resulterende fadingcoëfficiënten.

Als er veel scatterers aanwezig zijn in het draadloos kanaal, kan men gebruik maken van het centrale limiettheorema om een kansverdeling te bekomen voor het samengesteld ontvangen signaal. Als er geen zichtverbinding (Line-Of-Sight) is van de zender naar de ontvanger, verwachten we een nul-gemiddelde Gaussische verdeling voor het reële en imaginaire deel van de complexe basisband kanaalcoëfficiënten. De kanaalmagnitudecoëfficiënt kan bijgevolg gemodelleerd worden met een Rayleigh-kansdichtheidsfunctie en de fase van de kanaalcoëfficiënt met een uniforme verdeling over $[0, 2\pi)$
De Rayleigh-kansdichtheidsfunctie is functie van een parameter $\sigma > 0$, hetgeen overeenstemt met de standaarddeviatie van de reële en imaginaire Gaussische componenten:

$$f(\alpha) = \begin{cases} \frac{\alpha}{\sigma^2} e^{-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2}}, & \alpha \geq 0 \\ 0, & \alpha < 0 \end{cases} \tag{2.3}$$

De gemiddelde waarde is $E(\alpha) = \sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma$ en het gemiddeld vermogen $E(\alpha^2) = 2\sigma^2$.



Figuur 2.1: Rayleigh en Rice magnitudekansdichtheid met σ=1 en amplitude=1 voor de Rice-kansdichtheid

In sommige gevallen, vooral in bestaande commerciële vaste draadloze systemen, is er wel een zichtverbinding. In dit geval is het statistisch model voor de magnitude van de kanaalparameters een Rice-kansdichtheidsfunctie.

2.3 Datamodel

Het meest eenvoudige kanaalmodel dat gebruikt wordt in de WLAN-context die we in deze tekst beschouwen, is het quasi-static flat fading model. Hierbij is de magnitudeverzwakking onveranderlijk gedurende de transmissie van een blok, het kanaal is dus een lineair tijdsinvariant systeem gedurende één blok. Ook is de verzwakking onafhankelijk van de frequentie zodat de impulsresponsie een 1-taps filter is met complexe coëfficiënt h, of equivalent aan een reële verzwakking α en faseverschuiving θ:

$$\begin{aligned} r[l] &= hs[l] + n[l] \\ &= \alpha e^{j\theta} s[l] + n[l] \end{aligned} \tag{2.4}$$

met $0 < l <$ bloklengte. Verder stellen $s[l]$ het uitgezonden signaal, $r[l]$ het ontvangen signaal en $n[l]$ een complexe additieve gaussische random variabele (AWGN) voor op tijdstip l.
In MIMO-communicatie zijn er M ontvangstantennes en N zendantennes, zodat we komen tot volgende matrixvergelijking als datamodel:

$$\mathbf{r}[l] = \mathbf{H}\mathbf{s}[l] + \mathbf{n}[l] \tag{2.5}$$

Hierbij is $\mathbf{r}[l]$ een Mx1 vector van ontvangen symbolen, $\mathbf{s}[l]$ is een Nx1 vector van symbolen uitgezonden door de antennes, $\mathbf{n}[l]$ is een Mx1 vector van witte ruis ondervonden aan de verschillende ontvangstantennes. De kanaalmatrix $\mathbf{H}$ is een MxN matrix, waarvan de elementen h_{ij} de complexe fadingcoëfficiënten voorstellen, ondervonden door een signaal uitgezonden door zendantenne j en ontvangen aan ontvangstantenne i.

2.4 Capaciteit van een MIMO-kanaal

Zoals in de inleiding reeds werd aangehaald, laten MIMO-systemen toe om de transmissiesnelheid aanzienlijk te verhogen zonder extra bandbreedte op te offeren. In deze sectie worden een aantal belangrijke resultaten uit de literatuur weergegeven.

Beschouwen we het quasi-static flat fadingmodel uit (2.5):

$$\mathbf{r}[l] = \mathbf{H}\mathbf{s}[l] + \mathbf{n}[l] \qquad \text{met } 0 < l < \text{bloklengte} \tag{2.6}$$

Als we een singuliere waarden-ontbinding toepassen op het kanaal, krijgen we de volgende formules:

$$\begin{aligned} \mathbf{r}[l] &= \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^*\mathbf{s}[l] + \mathbf{n}[l] \\ \mathbf{U}^*\mathbf{r}[l] &= \mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^*\mathbf{s}[l] + \mathbf{U}^*\mathbf{n}[l] \\ \tilde{\mathbf{r}}[l] &= \mathbf{\Sigma}\tilde{\mathbf{s}}[l] + \tilde{\mathbf{n}}[l] \end{aligned} \tag{2.7}$$

met $\boldsymbol{U}$ en $\boldsymbol{V}$ unitaire transformaties, zodat de verdelingen van $\tilde{\boldsymbol{r}}$, $\tilde{\boldsymbol{s}}$ en $\tilde{\boldsymbol{n}}$ equivalent zijn aan die van $\boldsymbol{r}$, $\boldsymbol{s}$ en $\boldsymbol{n}$. $\mathbf{\Sigma}$ is een diagonaalmatrix die bestaat uit de singuliere waarden van $\boldsymbol{H}$. Het aantal niet-nul singuliere waarden is rang $\boldsymbol{H} \leq \min(\boldsymbol{M}, \boldsymbol{N})$, zodat het MIMO-kanaal effectief ontkoppeld wordt in maximum $\min(\boldsymbol{M}, \boldsymbol{N})$ parallelle complexe AWGN-fading subkanalen.

De ogenblikkelijke capaciteit van een MIMO-kanaal kan bepaald worden door het maximaliseren van de wederzijdse informatie. Als de zender geen feedback heeft over het kanaal bekomt men volgende uitdrukking voor de ogenblikkelijke capaciteit [5][7]:

$$\mathcal{C}_{|\mathbf{H}} = log_2\ det(\mathbf{I}_M + \frac{\rho}{N}\mathbf{H}\mathbf{H}^*) \tag{2.8}$$

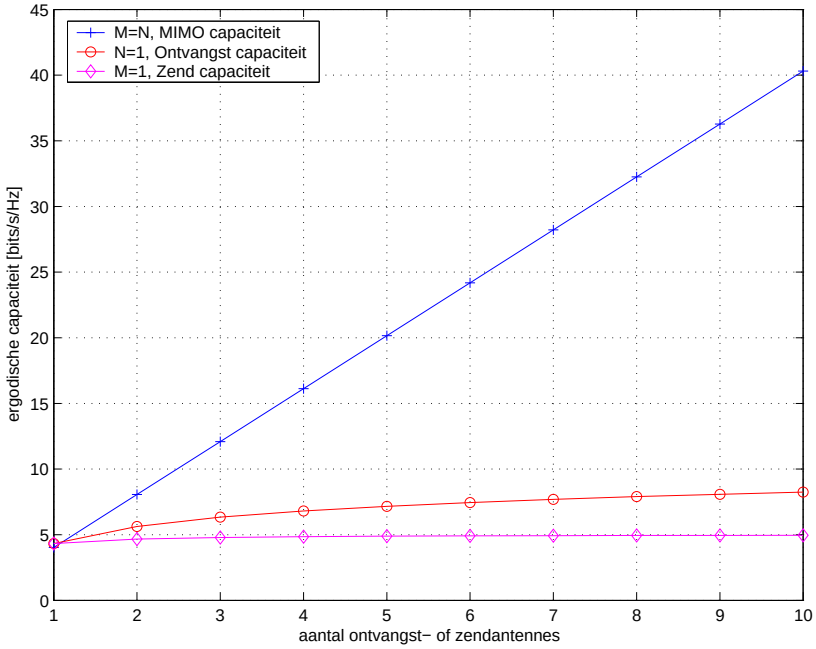
met $\rho = \frac{P}{N_0}$ de nominale SNR van het kanaal zonder fading. De Shannon-capaciteit van een MIMO-kanaal is gedefinieerd als de maximum datasnelheid waarop foutvrije communicatie mogelijk is over alle realisaties van $\mathbf{H}$. Maar voor alle datasnelheden is er echter een kans dat de kanaalmatrix geen betrouwbare communicatie toelaat op die snelheid. Daarom is men in de literatuur meestal geïnteresseerd in de gemiddelde of ergodische capaciteit

$$\bar{\mathcal{C}}_{|\mathbf{H}} = \mathbf{E}_{\mathbf{H}}[log_2\ det(\mathbf{I}_M + \frac{\rho}{N}\mathbf{H}\mathbf{H}^*)] \tag{2.9}$$

over alle mogelijke kanaalrealisaties $\mathbf{H}$.
Stel dat we beschikken over een MIMO-opstelling met M ontvangstantennes en N zendantennes. We definiëren een variabele $m = min(M, N)$. Bijgevolg kan op basis van (2.9) volgende benadering afgeleid worden voor de ergodische capaciteit [18]:

$$\bar{\mathcal{C}}_{N:M} \approx m \int_0^4 log_2(1+\rho x)\frac{1}{\pi}\sqrt{\frac{1}{x} - \frac{1}{4}}dx \tag{2.10}$$

Merk op dat deze functie linear toeneemt met m: de capaciteit neemt lineair toe met het minimum van het aantal zend- en ontvangstantennes. Figuur 2.2 geeft de ergodische capaciteit in functie van het aantal zend- of ontvangstantennes weer voor verschillende scenario's. Voor scenario's met één zend- of ontvangstantenne is de stijging in capaciteit slechts logaritmisch, waartegenover de capaciteitsstijging van een MIMO-scenario lineair is.



Figuur 2.2: Ergodische capaciteit

Hoofdstuk 3

Diversiteit en Space-time coding

Communicatie over een draadloze kanaal is een uitdagend communicatieprobleem omwille van mogelijke tijds-, frequentie- en spatiaalvariërende degradaties veroorzaakt door signaalfading. Deze degradaties zijn nochtans niet noodzakelijk schadelijk. Door het introduceren van diversiteit kan men zelfs voordeel halen uit deze variaties van de kanaalresponsie om zo de ontvangen SNR te verbeteren. In een eerste sectie van dit hoofdstuk wordt het principe van diversiteit uitgelegd en gaan we iets dieper in op spatiale diversiteit. Vervolgens bekijken we een aantal space-time coding technieken. Dit zijn codeertechnieken speciaal ontworpen voor meerdere-antenne structuren met als doel een meer betrouwbare verbinding of een hogere transmissiesnelheid te bekomen.

3.1 Diversiteit

Veronderstel dat we een kanaal hebben waarover we op hetzelfde tijdstip twee identieke signalen overzenden in twee verschillende frequentiebanden. Als het kanaal zodanig is dat de twee signalen onafhankelijk faden, krijgt de ontvanger twee kopies van hetzelfde signaal die onafhankelijk gefade zijn. De kans dat beide signalen zwaar gedegradeerd zijn, is kleiner dan de kans dat slechts 1 signaal zwaar gedegradeerd is. Door nu de twee ontvangen signalen op een goede manier te combineren kan men een betere schatting doen van het uitgezonden signaal.

Het idee van het verkrijgen van een aantal verschillende kopieën van hetzelfde signaal noemt men ***diversiteit***. Deze techniek voorziet een krachtig middel om betrouwbare communicatie te bekomen over fading kanalen. Er zijn vele manieren waarop diversiteit kan bekomen worden maar het kernidee is overal hetzelfde: laat de ontvanger toe een meer robuuste kopie van het uitgezonden signaal te bekomen door combinatie van een aantal onafhankelijk gefade kopieën.

Er is een voorwaarde om diversiteitstechnieken te kunnen toepassen. Het kanaal moet selectief zijn in minstens één van de domeinen (tijdsdomein, frequentiedomein of spatiaal domein). Wij gaan ons vooral concentreren op spatiale selectiviteit omdat de klemtoon van de thesis ligt op het concept van het gebruik van meerdere antennes.

3.1.1 Spatiale diversiteit

Meerdere-antenne rijen kunnen in draadloze communicatie gebruikt worden om de systeemperformantie te verhogen ten koste van complexiteit aan de zender, ontvanger of beiden. Het

gebruik van meerdere antennes creëert een aantal extra paden waarover we kopieën van het zelfde signaal kunnen sturen. Als al deze paden statistisch onafhankelijk van elkaar faden, zal de kans kleiner zijn dat al deze paden tegelijk slecht faden. Door een combinatie van de ontvangen signalen kunnen we bijgevolg een meer robuuste kopie van het uitgezonden signaal bekomen.

In de literatuur refereert men naar performantieverbeteringen ten gevolge van spatiale diversiteit meestal met de term *diversiteitsorde* (diversity order). Zulke verbeteringen manifesteren zich in een steilere curve voor de bitfoutenkans zoals weergegeven op figuur 3.2. Een meer intuïtieve manier om diversiteitsvoordeel aan te geven is de verhouding van de SNR verkregen door diversiteit tot de SNR van een enkel transmissiepad met hetzelfde totale zendvermogen en dezelfde bandbreedte. De SNR is gerelateerd tot de bitfoutenkans en daarom dat diversiteitsvoordeel samenhangt met de asymptotische helling van de bitfoutenkanscurve op een logaritmische schaal. De diversiteitsorde geeft dus de exponentiële daling weer van de bitfoutenkans als de SNR toeneemt.
Men zegt dat een techniek 'volledige spatiale diversiteit' (full spatial diversity) bereikt als het diversiteitsvoordeel gelijk is aan het aantal paden tussen de zend- en ontvangstantennes.

3.1.2 Ontvangstdiversiteit

Ontvangstdiversiteit is een vorm van spatiale diversiteit die men bekomt door het gebruik van meerdere antennes aan de ontvanger. In deze sectie demonstreren we het diversiteitsvoordeel dat we bekomen ten opzichte van een SISO systeem. Dit doen we aan de hand van een Maximal Ratio Combining (MRC) ontvanger.

Beschouwen we een SISO flat fading kanaal en een optimale-SNR-detector. Het ontvangen signaal is:

$$r[l] = hs[l] + n[l], \tag{3.1}$$

Hieruit kan het uitgezonden signaal als volgt gedetecteerd worden:

$$\begin{aligned} \bar{s}[l] &= \frac{h^*}{|h^*|^2}\, r[l] \\ &= \frac{h^*}{|h^*|^2}\, (hs[l] + n[l]) \\ &= \frac{\alpha^2 s[l] + \alpha\tilde{n}[l]}{\alpha^2} \end{aligned} \tag{3.2}$$

met $\alpha = |h|$ en $\theta = \angle h$. De ruisterm $\tilde{n} = e^{j\theta} n[l]$ heeft dezelfde verdeling als $n[l]$ aangezien een circulair symmetrische gaussische verdeling invariant is voor een vermenigvuldiging met een eenheidsfasecomponent.

De conditionele SNR van het SISO-systeem is, op voorwaarde dat de kanaalcoëfficiënt perfect gekend is, gelijk aan:

$$\rho_{SISO|\alpha[l]} = \frac{|\alpha^2[l]\ s[l]|^2}{E\Big(|\alpha[l]\ \tilde{n}[l]|^2\Big)} \tag{3.3}$$

De bitfoutenkans bij Binary Phase Shift Keying (BPSK) over dit systeem is gegeven door

$$p_{\epsilon|\alpha[l]}(\rho) = Q\Big(\sqrt{2\rho}\alpha[l]\Big) \tag{3.4}$$

met $\rho = \frac{P}{N_0}$ de SNR van het kanaal zonder fading.

Met deze informatie kan nu de gemiddelde bitfoutenkans voor een Rayleigh-verdeling van de kanaalcoëfficiënt berekend worden:

$$\begin{aligned} p_{\epsilon,M=1}(\rho) &= \int_0^\infty p_{\epsilon|\alpha}(\rho)\cdot f(\alpha)d\alpha \\ &= \int_0^\infty Q\Big(\sqrt{2\rho}\alpha\Big)\cdot 2\alpha e^{-\alpha^2}d\alpha \\ &= \frac{1}{2}\Big(1-\sqrt{\frac{\rho}{1+\rho}}\Big) \end{aligned} \tag{3.5}$$

Voor grote SNR's kan (3.5) benaderd worden door $\frac{1}{4\rho}$ [8]. De exponent van de SNR is -1 en dus zeggen we dat het SISO-systeem een diversiteitsvoordeel heeft van 1.

Beschouwen we nu een systeem met één zendantenne en meerdere ontvangstantennes. Figuur 3.1 geeft dergelijk systeem weer in combinatie met een Maximal Ratio Combining (MRC) ontvanger[1]. Het ontvangen signaal en de detectie van het uitgezonden signaal hieruit worden weergegeven in vergelijking (3.6):

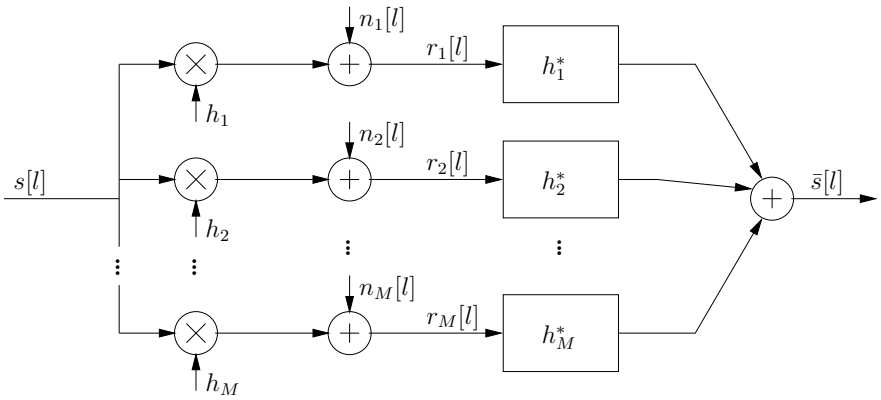
$$\begin{aligned} r_i[l] &= h_i s[l] + n_i[l] \\ \bar{s}[l] &= \frac{\sum_{i=1}^M h_i^*(r_i[l])}{\sum_{i=1}^M |h_i^*|^2} \\ &= \frac{\sum_{i=1}^M h_i^*(h_i s[l] + n_i[l])}{\sum_{i=1}^M |h_i^*|^2} \\ &= \frac{(\alpha_1^2+\alpha_2^2+\ldots+\alpha_M^2)s[l] + (h_1^*+h_2^*+\ldots+h_M^*)r[l]}{(\alpha_1^2+\alpha_2^2+\ldots+\alpha_M^2)} \end{aligned} \tag{3.6}$$

De conditionele SNR van het gecombineerd signaal, op voorwaarde dat de kanaalcoëfficiënten gekend zijn, is:

$$\begin{aligned} \rho_{SIMO,MRC|\alpha_i[l],i=1,\ldots,M} &= \frac{|\sum_{i=1}^M h_i^* h_i s[l]|^2}{E\Big(|\sum_{i=1}^M h_i^* n_i[l]|^2\Big)} \\ &\leq M\cdot\rho_{SISO} \end{aligned} \tag{3.7}$$

De MRC bereikt dus een volledige diversiteitsvoordeel van M. Op dezelfde manier als voor een SISO-systeem kan nu ook de bitfoutenkans berekend worden in functie van de SNR. Dit

[1]MRC is optimaal in ML zin en bereikt dus de beste bitfoutenkansperformantie over alle lineaire en niet-lineaire ontvangststructuren



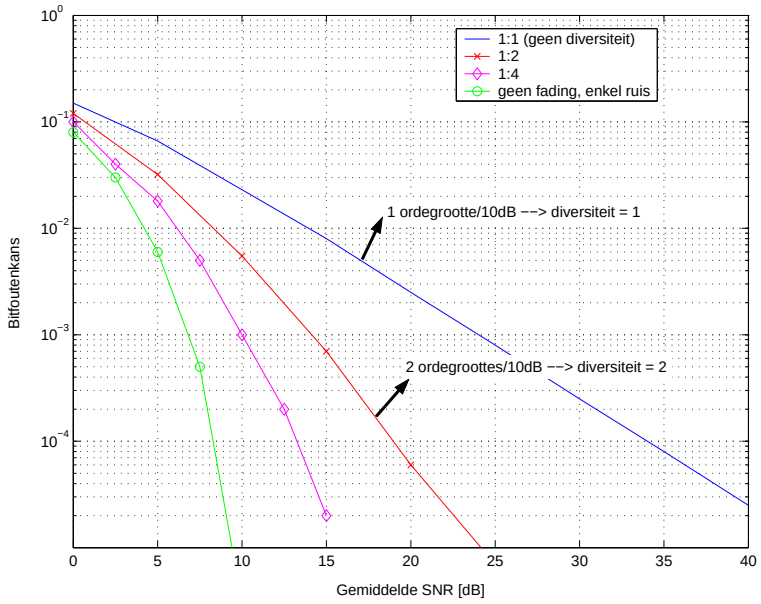
Figuur 3.1: Blokschema van een MRC-systeem

geeft ons de volgende formules:

$$p_{\epsilon,M=2}(\rho) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\rho}{1+\rho}} - \frac{1}{4}\sqrt{\frac{\rho}{(1+\rho)^3}} \approx \frac{1}{8\rho^2}, \tag{3.8}$$

$$p_{\epsilon,M=4}(\rho) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\rho}{1+\rho}} - \frac{1}{4}\sqrt{\frac{\rho}{(1+\rho)^3}} \approx \frac{1}{8\rho^2} - \frac{3}{16}\sqrt{\frac{\rho}{(1+\rho)^5}} - \frac{15}{96}\sqrt{\frac{\rho}{(1+\rho)^7}} \approx \frac{1}{32\rho^4}$$

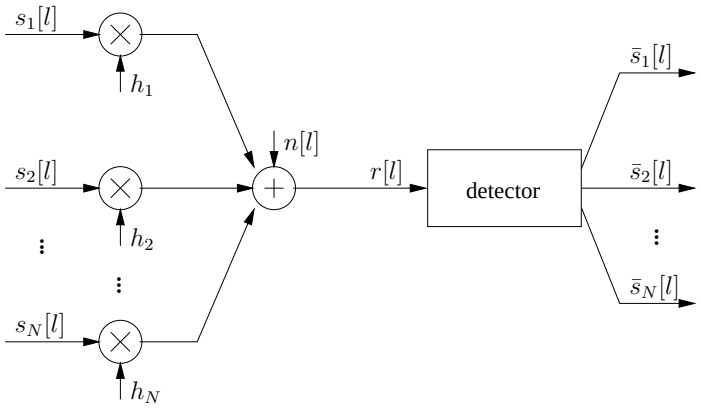
Op figuur 3.2 zien we de curves voor drie gevallen. We merken op dat diversiteit overeenkomt met de helling van de bitfoutencurves zoals reeds in vorige sectie is aangehaald. Een systeem met twee ontvangstantennes daalt twee ordegroottes per 10dB. Als het aantal ontvangstantennes toeneemt tot oneindig valt de curve samen met de curve van een kanaal met enkel AWGN en geen fading.



Figuur 3.2: Bitfoutenkans vs gemiddelde SNR voor onafhankelijke flat Rayleigh fading met een optimale MRC-ontvanger

3.1.3 Zenddiversiteit

Zenddiversiteit is inherent een moeilijker probleem dan ontvangstdiversiteit. In het geval van ontvangstdiversiteit verkrijgt men meerdere kopieën van het signaal waarvan men veronderstelt dat die onafhankelijke fading ondergaan hebben. Deze kopieën moeten dan optimaal met elkaar gecombineerd worden om het origineel gezonden signaal te reconstrueren. Een fundamenteel verschil hiermee is dat bij zenddiversiteit de signalen reeds gecombineerd zijn bij aankomst bij de ontvanger. Ook als het kanaal perfect gekend is bij de ontvanger is het scheiden, in optimale zin, van deze mix van signalen in zijn verschillende componenten een grote uitdaging.
Beschouwen we volgend Multiple Input Single Output (MISO) systeem:



Figuur 3.3: Blokschema van een MISO-systeem

In het geval van slow of quasi-static fading, wordt het ontvangen signaal:

$$\begin{aligned} r[l] &= \sum_{j=1}^{N} h_j s_j[l] + n[l] \qquad \text{met } l = 0, \ldots, L-1 \\ \tilde{\mathbf{r}}^{\mathbf{T}} &= \bar{\mathbf{h}}^{\mathbf{T}} \tilde{\mathbf{S}} + \tilde{\mathbf{n}}^{\mathbf{T}} \\ \tilde{\mathbf{r}} &= \tilde{\mathbf{S}}^{\mathbf{T}} \bar{\mathbf{h}} + \tilde{\mathbf{n}} \end{aligned} \tag{3.9}$$

Hierbij zijn de volgende notaties gebruikt:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{r}} &= [r[0]r[1]\ldots r[L-1]]^T \\ \bar{\mathbf{h}} &= [h_1 h_2 \ldots h_N]^T \\ \tilde{\mathbf{n}} &= [n[0]n[1]\ldots n[L-1]]^T \\ \tilde{\mathbf{S}} &= \begin{bmatrix} s_1[0] & s_1[1] & \ldots & s_1[L-1] \\ s_2[0] & s_2[1] & \ldots & s_2[L-1] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_N[0] & s_N[1] & \ldots & s_N[L-1] \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$\tilde{\mathbf{S}}$ is een ruimte-tijdsmatrix is met N rijen (spatiale dimensie) en L kolommen (tijdsdimensie). Stel dat het kanaal perfect gekend is, dan wil men een zo goed mogelijke schatting bekomen

van $\tilde{S}$. Om dit mogelijk te maken moet er een bijkomende structuur opgelegd worden aan $\tilde{S}$. Om zenddiversiteit eenvoudig aan te tonen zullen we in het verder verloop van deze sectie gebruik maken van de Alamouti space-time block code (STBC). Deze code is een optimale-SNR lineaire-processing zenddiversiteitsalgoritme:

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{S}} &= \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \\
\begin{bmatrix} r[1] \\ r[2] \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n[1] \\ n[2] \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} x_1 h_1 + x_2 h_2 \\ -x_2^* h_1 + x_1^* h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n[1] \\ n[2] \end{bmatrix} \\
\begin{bmatrix} r[1] \\ r^*[2] \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n[1] \\ n[2] \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.10}$$

De ML oplossing kan bekomen worden met lineaire bewerkingen namelijk door het inverteren van de kanaalmatrix afgeleid in formule 3.10. Dit geeft:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r[1] \\ r^*[2] \end{bmatrix} \\
&= (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{n}_1[1] & \tilde{n}_2[2] \\ \tilde{n}_2[1] & \tilde{n}_1[2] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.11}$$

De conditionele SNR bekomen door de Alamouti-STBC op voorwaarde dat het kanaal perfect gekend is, is:

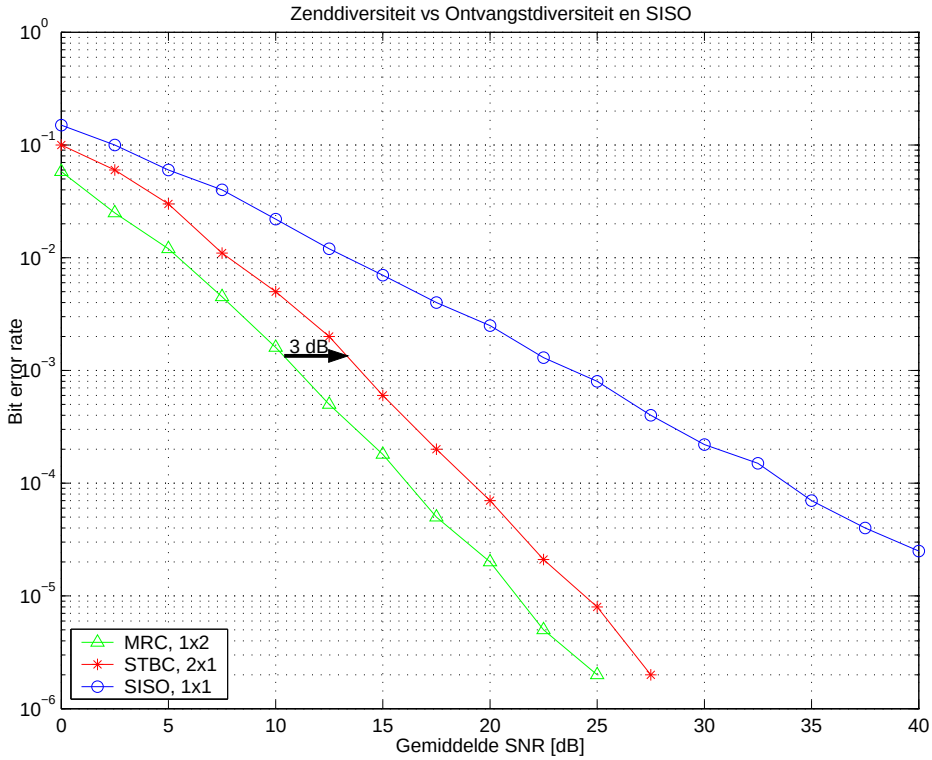
$$\rho_{MISO,alamouti-2:1|\alpha_1,\alpha_2,|s_1|^2+|s_2|^2 \leq P} = \frac{\rho}{2}(\alpha_1^2 + \alpha_2^2) \tag{3.12}$$

Men merkt op dat dit resultaat gemiddeld dezelfde SNR heeft als voor het SISO-geval, maar dat wil niet zeggen dat er geen diversiteitsvoordeel is. Op de curves van figuur 3.4 ziet men dat er een diversiteit is van twee (tegenover diversiteit 1 van een SISO-systeem)

Om een eerlijke vergelijking te kunnen doen tussen zend- en ontvangstdiversiteit moeten we het totaal uitgezonden vermogen hetzelfde nemen bij de twee systemen. Daarom moet het zendvermogen per zendantenne gedeeld worden door het aantal zendantennes. In ons geval vertaalt dit zich in een 3dB verschuiving van de bitfoutenkanscurves.

De Alamouti-code illustreert dat voor twee zendantennes het volledige diversiteitsvoordeel kan behaald worden gebruik makende van een STBC-signaalstructuur met een bloklengte van $L = 2$. Bovendien wordt deze performantieverbetering bekomen door slechts weinig extra rekencomplexiteit aangezien de ontvanger lineaire bewerkingen uitvoert.

Het is belangrijk op te merken dat zenddiversiteit op zich geen SNR voordeel oplevert. Als we de ontvangen signalen op tijdstip $l = 0, \ldots, L-1$ individueel bekijken, dan zijn de andere antenne elementen eigenlijk bronnen van interferentie met betrekking tot het gezonden signaal dat we willen detecteren. De Signal-to-Interference-and-Noise (SINR) verhouding is kleiner dan de SISO-SNR. Het diversiteitsvoordeel kan enkel bekomen worden door redundantie in de tijd te introduceren langs de tijdsdimensie van de ruimte-tijdmatrix $\tilde{\mathbf{S}}$.



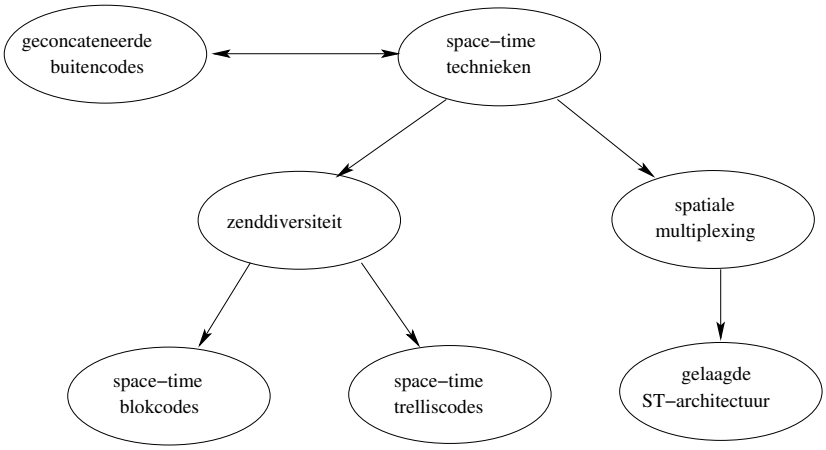
Figuur 3.4: Zenddiversiteit vs ontvangstdiversiteit en SISO

Tot slot nog een niet-onbelangrijk feit. Zoals we reeds aangehaald hebben, kan men een maximum diversiteit bekomen als het kanaal tijd-, frequentie- en spatiaal selectief is. De mate van selectiviteit kan weergegeven worden door het aantal onafhankelijke subkanalen per transmissieblok in elk van de domeinen: tijd(L), frequentie(L_f) en ruimte (aantal ontvangstantennes M). Zenddiversiteit kan het diversiteitsvoordeel niet méér verhogen dan LL_fM, het kan enkel gebruikt worden om dit maximum te bereiken als de fading van de subkanalen in één van de domeinen gecorreleerd of niet-selectief is.

3.2 Space-time coding

Space-time coding technieken zijn codeertechnieken speciaal ontworpen voor meerdere antennes met als doel een betrouwbaardere verbinding en/of een hogere transmissiesnelheid te bekomen. We beginnen met een korte ruwe classificatie waarna we iets dieper ingaan op een aantal technieken.
Space-time codes kan men onderverdelen naargelang het ontwerpcriterium. De meest populaire criteria zijn het maximaliseren van het diversiteitsvoordeel en het verhogen van de transmissiesnelheid. Dit leidt tot twee categoriën: zenddiversiteit en spatiale multiplexing. Zenddiversiteit kan men op zijn beurt weer onderverdelen in space-time blokcodes (STBC) en space-time trelliscodes (STTC). Deze technieken worden verder in de tekst uitgelegd. Gelaagde space-time architectuur is een voorbeeld van spatiale multiplexing en gaat zich dus eerder concentreren op de transmissiesnelheid.

Naast space-time coding technieken heeft men ook nog geconcateneerde buitencodes. Hierbij



Figuur 3.5: Classificatie van space-time coding technieken

plaatst men een één-dimensionale buitencode rondom een space-time techniek om zo een betere performantie te bekomen.

3.2.1 Space-Time Block Codes

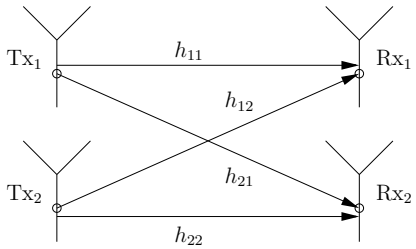
Zoals reeds is aangehaald is het ontwerpcriterium van een space-time blokcode het maximaliseren van het diversiteitsvoordeel. Er zijn verschillende vormen van STBC's. Wij gaan het vooral hebben over codes geschikt voor smalbandcommunicatie, zodat een flat fading kanaal kan worden verondersteld.

Alamouti-blokcode

De Alamouti-code is een eerste, en waarschijnlijk meest bekende, STBC. Het opzet van deze code is een zelfde performantievoordeel te behalen als de optimale-SNR meerdere-antenne MRC-ontvanger. De Alamouti-code slaagt hierin, in het geval van twee zendantennes, door de symbolen en hun complex toegevoegden te ordenen in een speciale 2x2 matrix.

$$\tilde{\mathbf{S}} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \tag{3.13}$$

Beschouwen we het 2x2 MIMO-systeem van figuur 3.6:



Figuur 3.6: 2x2 MIMO-systeem

De ontvangen signalen zijn:

$$\begin{bmatrix} r_1[1] & r_2[1] \\ r_1[2] & r_2[2] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n[1] \\ n[2] \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} r_1[1] \\ r_1^*[2] \\ r_2[1] \\ r_2^*[2] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{12}^* & -h_{11}^* \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{22}^* & -h_{21}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n[1] \\ n^*[2] \\ n[1] \\ n^*[2] \end{bmatrix}$$

ML-detectie kan met behulp van lineaire operaties door het toepassen van de Moore-Penrose pseudoinverse op de kanaalmatrix bij de ontvanger:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} h_{11}^* & h_{12} & h_{21}^* & h_{22} \\ h_{12}^* & -h_{11} & h_{22}^* & -h_{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_1[1] \\ r_1^*[2] \\ r_2[1] \\ r_2^*[2] \end{bmatrix} \\ &= (\alpha_{11}^2 + \alpha_{12}^2 + \alpha_{21}^2 + \alpha_{22}^2) \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{n}_{11}[1] & \tilde{n}_{12}[2] & \tilde{n}_{21}[1] & \tilde{n}_{22}[2] \\ \tilde{n}_{12}[1] & \tilde{n}_{11}[2] & \tilde{n}_{22}[1] & \tilde{n}_{21}[2] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_{11} \\ \alpha_{12} \\ \alpha_{21} \\ \alpha_{22} \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{3.14}$$

De Alamouticode bereikt een diversiteitsvoordeel van 4. Verder worden er twee symbolen verzonden over twee symboolperiodes. De symboolsnelheid is dus: 1 symbool/s/Hz.

STBC's gebaseerd op orthogonaal ontwerp

De Alamouti-STBC heeft als beperking dat deze ontworpen is voor slechts twee zendantennes. De uitbreiding van de ideëen achter deze code naar systemen met meerdere zendantennes is oorspronkelijk onderzocht door Tarokh [35].
Hier definiëren de auteurs een lineaire-processing orthogonaal ontwerp in een set van variabelen $x_1, \ldots, x_n$ als een n x n matrix $\mathbf{X}$ zodat de cellen van $\mathbf{X}$ lineaire combinaties zijn van x_i, x_i^* en zodat $\mathbf{X}^*\mathbf{X} = c\mathbf{I}_n$ voor een constante c. Men kan aantonen dat deze structuur resulteert in een optimale diversiteitsvoordeel, en het complex orthogonaal ontwerp voor $N = 2$ is precies de Alamouti-STBC.

De constructie en het bestaan van zulke matrices wordt in detail uitgelegd in [35]. Er kan opgemerkt worden dat reële orthogonale ontwerpen enkel bestaan voor $N = 2, 4$ en 8. Voor systemen gebruik makend van reële symbolen en een ander aantal zendantennes, heeft men het veralgemeend reëel orthogonaal ontwerp (generalized real orthogonal design) afgeleid. STBC's gebaseerd op reëel ontwerp zijn per definitie van rate 1, aangezien men L symbolen uitzendt gedurende L symboolperiodes.

Bij wijze van illustratie geven we een voorbeeld van een reëel orthogonaal ontwerp voor 4 zendantennes (N=4):

$$\tilde{\mathbf{S}} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 \\ x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 \end{bmatrix} \tag{3.15}$$

Zoals bij de Alamouticode zien we dat iedere kolom van $\tilde{\mathbf{S}}$ verschilt van de eerste kolom door een permutatie en een reflectie. Bij code (3.15) worden er 4 symbolen uitgezonden gedurende 4 symboolperiodes, dus de symboolsnelheid van deze space-time encoder is 1.
Volgende code is een voorbeeld van een veralgemeend reëel ontwerp waar er 4 symbolen worden uitgezonden gedurende 4 symboolperiodes met behulp van 3 zendantennes.

$$\tilde{\mathbf{S}} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 \end{bmatrix} \tag{3.16}$$

Het klinkt misschien een beetje vreemd in eerste instantie maar ook deze code is van rate 1, aangezien er 4 symbolen worden uitgezonden gedurende 4 symboolperiodes. De ontvanger ziet $N = 3$ onafhankelijke kopieën van elk symbool. Dus het optimale diversiteitsvoordeel van NM wordt voor elk aantal ontvangstantennes M gerealiseerd. Om ervoor te zorgen dat het stelsel van vergelijkingen bij de detector niet ondergedetermineerd is moet het aantal symboolperiodes groter of gelijk zijn aan het aantal zendantennes ($L \geq N$). De optimale decodeervertraging wordt echter enkel bereikt als $L = N$. Aangezien $L > N$ voor codes gebaseerd op veralgemeend reëel ontwerp, zoals voorbeeldcode (3.16) ook illustreert, zijn deze codes niet vertragingsoptimaal.

Deze ideëen kan men ook uitbreiden naar systemen die gebruik maken van complexe symboolalfabetten. Het is aangetoond [18] dat complex orthogonaal ontwerp enkel bestaat voor $N = 2$, namelijk de Alamouti-STBC. Daarom dat men ook hier de notie van veralgemeend complex orthogonaal ontwerp (generalized complex orthogonal design) heeft afgeleid. Zulke codes kunnen o.a. eenvoudig geconstrueerd worden door het concateneren van een reëel ontwerp en zijn complex toegevoegde. Deze codes hebben bijgevolg een rate van $\frac{1}{2}$. (3.17) is een voorbeeld van een code voor 4 zendantennes:

$$\tilde{\mathbf{S}} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & x_1^* & -x_2^* & -x_3^* & -x_4^* \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_2^* & x_1^* & x_4^* & -x_3^* \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \\ x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 & x_4^* & x_3^* & -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \tag{3.17}$$

Bij deze code zendt men 4 symbolen gedurende 8 symboolperioden, hetgeen resulteert in een aanzienlijke gereduceerde rate. In de literatuur vindt men ook een aantal STBC's gebaseerd op 'amicable designs'. Deze codes bereiken een hogere rate dan de codes gebaseerd op orthogonaal ontwerp. Verder zijn er ook quasi-orthogonale STBC's, die diversiteitsvoordeel gaan opofferen in ruil voor een rate gelijk aan 1.

3.2.2 Space-Time Trelliscodes

Eén van de hoofddoelen van STBC-ontwerp is het maximaliseren van het diversiteitsvoordeel. Daarom is het misschien meer gepast om deze codes space-time modulatie- of transmissietechnieken te noemen, aangezien ze zich niet concentreren op de errorcorrectie-functie zoals traditionele kanaalcodering. Alhoewel er een herhalingscomponent zit in een orthogonale STBC, is het doel van deze herhaling niet die van een herhalingscode maar eerder het verbeteren van de ontvangen SNR. Eén manier om een codingcomponent te introduceren in het STBC-framework is een errorcorrectie-code rond de space-time modulatie te plaatsen. Een andere manier zijn space-time trelliscodes (STTC).

STTC's zijn origineel voorgesteld door Tarokh [36], als een uitbreiding van trelliscoding op space-time signaalstructuren. In tegenstelling tot STBC's voorzien STTC's zowel diversiteitsvoordeel als coding gain.

Het diversiteitsvoordeel van STTC's wordt bepaald door de paarsgewijze foutenkans (Pairwise Error Probability - PEP). De PEP drukt uit wat de kans is een foute detectie $\tilde{\mathbf{S}}_\epsilon$ te doen bij het uitzenden van $\tilde{\mathbf{S}}_\mathbf{c}$. Dit is dus de benedengrens voor de gemiddelde foutenkans, aangezien het enkel de fouten beschouwt tot één enkel ander codewoord.

Een bovengrens van de conditionele PEP, als de kanaalcoëfficiënten $\mathbf{H}$ gegeven zijn, kan bekomen worden door middel van de Chernoff-grens en is gegeven door [8][18]:

$$p(\tilde{\mathbf{S}}_\mathbf{c} \rightarrow \tilde{\mathbf{S}}_\epsilon) < \left(det\left[\mathbf{B}\mathbf{B}^*\right]\right)^{-M}\left(\frac{\rho}{4}\right)^{-Mr} \tag{3.18}$$

Hierin is $\mathbf{B}$ de codewoordverschilmatrix $\tilde{\mathbf{S}}_\mathbf{c} - \tilde{\mathbf{S}}_\epsilon$ en $r = \text{rang } \mathbf{B}$.

De exponent van de SNR factor van de gemiddelde foutenkans (3.18) geeft de diversiteitsorde van de code weer. De coding gain is per definitie het extra vermogen (in dB) dat een ongecodeerd systeem moet uitzenden om een zelfde foutenkans te bekomen als het gecodeerd systeem. Uit (3.18) kan men afleiden dat de coding gain voor een STTC benaderd gelijk is aan $\gamma = [det(\mathbf{B}\mathbf{B}^*)]^{\frac{1}{r}}$. De uitdaging van STTC ligt nu in het maximaliseren van deze voordelen. De fundamentele criteria voor STTC over quasi-static flat fading kanalen zijn de volgende:

Rangcriterium : Om het optimale diversiteitsvoordeel van MN te behalen, moet de bloklengte $L \geq N$ en moet de codewoord verschilmatrix $\mathbf{B}$ van volle rang zijn over alle paren van codewoorden. Anders is het diversiteitsvoordeel gelijk aan Mr, met

$$r = \min_{\mathbf{B}=\tilde{\mathbf{S}}_\mathbf{c}-\tilde{\mathbf{S}}_{\mathbf{c}'}} rang\ \mathbf{B} \tag{3.19}$$

Determinantcriterium : De coding gain kan geoptimiseerd worden door het ontwerp van een codeboek zodat volgende minimum determinant gemaximaliseerd wordt:

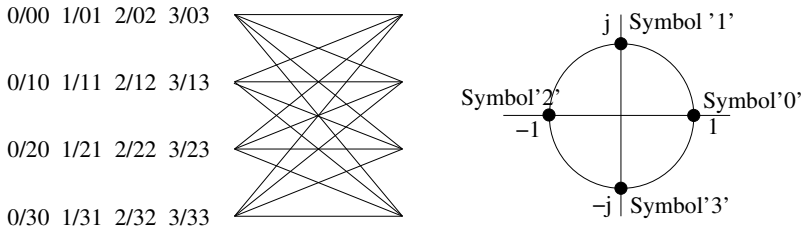
$$\gamma_{min} = \min_{\mathbf{B}=\tilde{\mathbf{S}}_\mathbf{c}-\tilde{\mathbf{S}}_{\mathbf{c}'}} det\left(\mathbf{B}\mathbf{B}^*\right) \tag{3.20}$$

Nu de ontwerpcriteria voor space-time trellis codes aangehaald zijn, gaan we over op een eenvoudig illustratief voorbeeld. Figuur 3.7 toont het trellisdiagram, de symboolconstellatie en de convolutionele encoder van een vier toestand STTC ontworpen voor een systeem met twee zendantennes gebruik makend van QPSK-modulatie. De labels links van het trellisdiagram corresponderen met de takken vertrekkende van elke knoop, van boven naar onder. Ze geven het datasymbool weer en de signalen uitgezonden door elk van de twee zendantennes als volgt: $x^l/s_1^l s_2^l$

Zoals in een standaard trelliscoding-notatie correspondeert elke knoop met een eigen encodertoestand. In dit voorbeeld zijn er vier toestanden of m.a.w. de convolutionele encoder heeft twee 1-bit elementen. De decodering gebeurt met het Viterbi-algoritme (VA). De decodercomplexiteit neemt exponentieel toe met het aantal trellistoestanden. Deze complexiteit

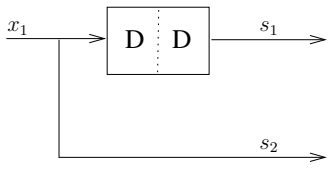
is één van de grootste nadelen van space-time trelliscoding.

De originele codes ontworpen door Tarokh [36] bereiken het optimale diversiteitsvoordeel maar slechts een gedeelte van de mogelijke coding gain. Met de jaren zijn er betere space-time codes geïntroduceerd die 1 à 2 dB beter presteren dan de eerste STTC's [14].



(a) Trellis diagram

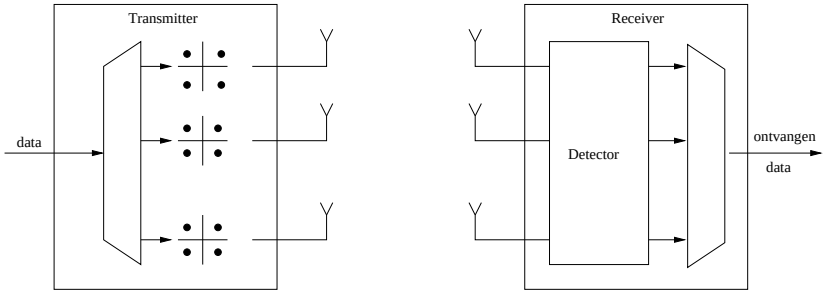
(b) Constellatie (QPSK)



Figuur 3.7: Space-time trelliscoding

3.2.3 Spatiale multiplexing

Spatiale multiplexing is een codeertechniek die de extra spatiale dimensie gebruikt om de transmissiesnelheid te verhogen. Een voorbeeld van dergelijk systeem is V-BLAST waarvan figuur 3.8 het blokschema toont.



Figuur 3.8: Blokschema van een V-BLAST systeem

De input datastroom wordt gemultiplexed naar de verschillende antennes, waar voor elke datastroom een constellatiemapping gebeurt. Hierdoor wordt een transmissiesnelheid bereikt van N symbolen/s/Hz waarbij N het aantal zendantennes is.
Detectoralgoritmes aan de ontvanger laten toe om een diversiteitsvoordeel te behalen. Theoretisch is het maximum te behalen diversiteitsvoordeel gelijk aan het aantal ontvangstantennes.

In hoofdstuk 4 worden een aantal simulatieresultaten getoond voor verschillende detectiealgoritmes.

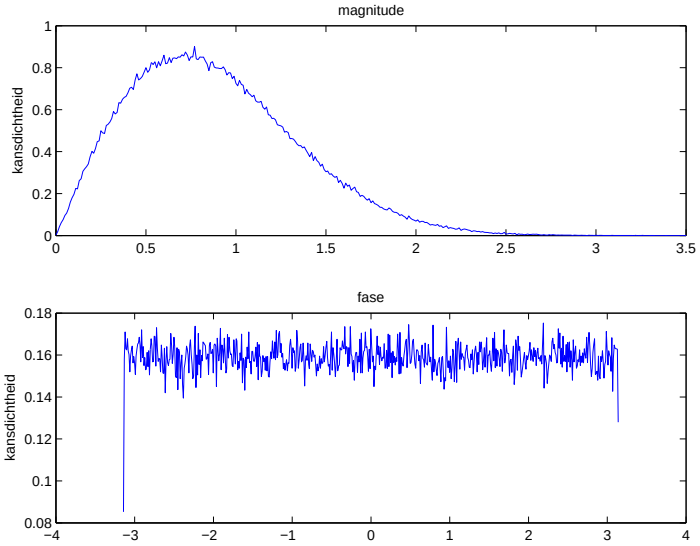
Hoofdstuk 4

Simulaties

Om een beter inzicht te krijgen in de verschillende MIMO-technieken werden een aantal simulaties gedaan. Hiermee kan de performantie van de verschillende systemen bepaald worden en kunnen ze met elkaar vergeleken worden. In een eerste sectie bespreken we de gebruikte simulatiemethode. Hierna volgen de simulatieresultaten voor verschillende MIMO-systemen en worden deze met elkaar vergeleken.

4.1 Kanaalsimulatie

Het simuleren van een MIMO-systeem komt neer op het toepassen van de MIMO-techniek op een bepaald kanaal. Omdat het kanaal niet-deterministisch is, moet de simulatie gebeuren op een reeks van kanalen die gegenereerd zijn volgens een bepaald model. In de literatuur zijn er allerlei modellen opgesteld voor mogelijke kanalen. Rekening houdend met de omgeving van de uiteindelijke experimentele opstelling en om de resultaten van de simulaties te kunnen vergelijken met de resultaten uit de literatuur, wordt er gebruik gemaakt van het Rayleigh-fading model. Dit model werd reeds aangehaald in sectie 2.2.



Figuur 4.1: Kansdichtheid voor amplitude en fase van kanaalparameters

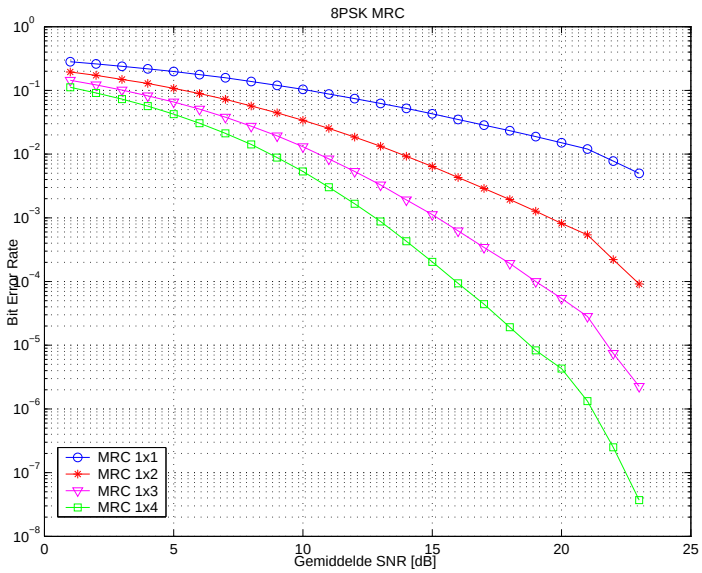
Figuur 4.1 toont de kansdichtheid voor fase en amplitude van een simulatie van de complexe kanaalparameters. De amplitude heeft een Rayleigh verdeling zoals in formule (2.3), terwijl de fase uniform verdeeld is. Deze verdelingen ontstaan uit een Gaussiaanse verdeling van het reëel en complex deel van de kanaalparameters.

Omdat de maximale sampleperiode van de experimentele opstelling groter is dan de lengte van de impulsresponsie van het kanaal zal er flat fading optreden. In de simulaties wordt hetzelfde fading model gebruikt.
De indoor-omgeving van de experimentele opstelling is een niet al te snel variërend kanaal. Voor de simulaties wordt er daarom gebruik gemaakt van quasi-static fading. Dit houdt in dat het kanaal constant wordt verondersteld gedurende een dataframe. Tussen twee opeenvolgende dataframes worden de kanalen als onafhankelijk beschouwd. Voor de simulaties wordt een framelengte van 128 symbolen genomen. In hoofdstuk 5 wordt aangetoond dat dit een goede veronderstelling is voor een indooromgeving en de draaggolf- en symboolfrequentie van de experimentele opstelling. Bovendien vergemakkelijkt dit het vergelijken van de resultaten met die uit de literatuur.

De simulaties zijn gebeurd in de veronderstelling dat de ontvanger een perfecte kanaalkennis heeft. In praktische systemen is dit niet het geval en moet er een schatting van het kanaal gebeuren, eventueel aan de hand van trainingsdata.

4.2 Maximal Ratio Combining

Figuur 4.2 geeft de resultaten van een simulatie voor een maximal ratio combining systeem met 8-PSK-modulatie. Naarmate het aantal ontvangstantennes toeneemt, neemt ook de diversiteit toe. Dit manifesteert zich duidelijk in de helling van de curves van de bitfoutenkans. Het gebruik van meerdere antennes bij de ontvanger, levert een relevante winst op in performantie. Dit is ook de reden waarom huidige systemen reeds gebruik maken van deze techniek in de uplink van de gebruiker naar het basisstation.



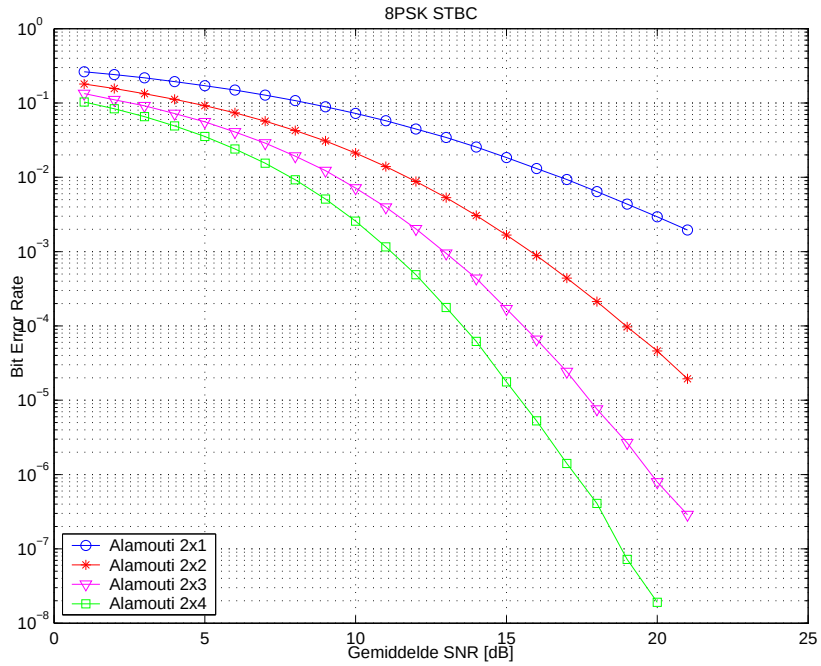
Figuur 4.2: BER in functie van SNR voor een MRC ontvanger

4.3 Space-Time Block Coding

Figuur 4.3 geeft de resultaten van een simulatie van space-time blockcoding bij een 8-PSK-modulatie. Hier zijn de bit error rate curves van een Alamouti-systeem met twee zendantennes weergegeven, waarbij het aantal ontvangstantennes gaat van één tot vier.

Ook de Alamouti-code laat toe om met meerdere zendantennes de beschikbare diversiteit te halen. Door de twee zendantennes zijn er nu dubbel zoveel paden tussen zender en ontvanger in vergelijking met MRC-systemen. Dit geval is wel complexer dan MRC omdat ontvangen signalen sommaties zijn van meerdere paden. Hierdoor moeten orthogonale codes gebruikt worden om de informatie uit alle paden terug te kunnen scheiden.

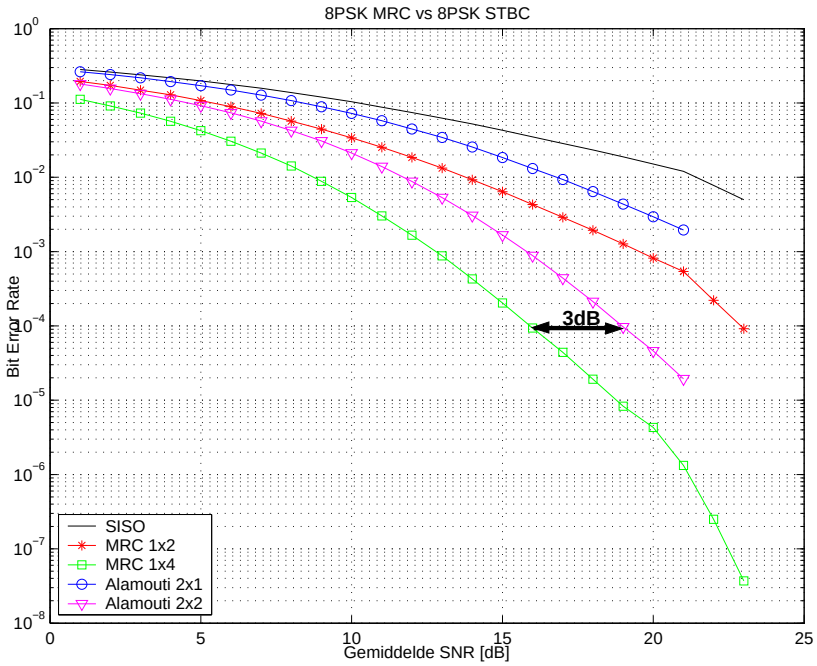
Door het toevoegen van de extra zendantenne wordt het effect van de extra ontvangstantennes nu dubbel zo groot in vergelijking met MRC. Stel dat een diversiteit van 8 bereikt wil worden. Dit kan behaald worden in een MRC-systeem met 8 ontvangstantennes. Hetzelfde kan echter bereikt worden met een Alamouti-schema waarbij er 2 zendantennes zijn en slechts 4 ontvangstantennes. Hierdoor worden 3 antennes uitgespaard en de complexiteit blijft nagenoeg gelijk. Hierdoor wordt de kostprijs van het systeem met 30% verminderd.



Figuur 4.3: BER in functie van SNR voor een Alamouti-STBC-systeem

Er moet wel opgemerkt worden dat deze diversiteit enkel gehaald kan worden als de verschillende paden tussen zender en ontvanger onafhankelijk zijn van elkaar. Om te vermijden dat er correlatie ontstaat tussen de antennes moeten deze ver genoeg uit elkaar staan. In de literatuur spreekt men meestal over een afstand die minimaal een halve golflengte van het draaggolfsignaal bedraagt [4][34].

Figuur 4.4 geeft vergelijkende resultaten weer voor het Alamouti-schema en MRC. Hier wordt duidelijk dat beide systemen een zelfde diversiteit halen. De curves voor een 2x1 en een 1x2



Figuur 4.4: Vergelijking MRC met een Alamouti-STBC-systeem

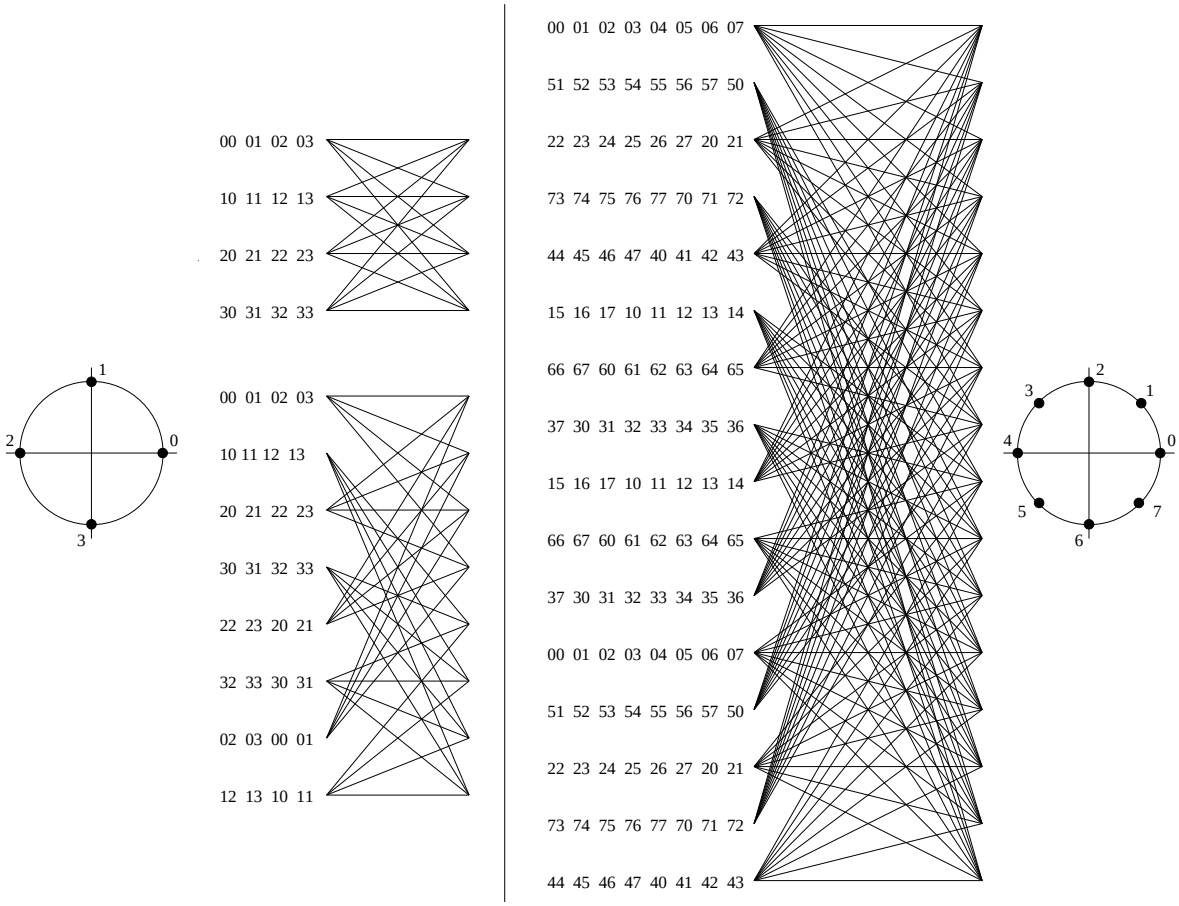
systeem behalen uiteindelijk dezelfde helling. Dit is ook zo voor een 2x2 en een 1x4 systeem. Om de twee systemen eerlijk te vergelijken moet er wel voor gezorgd worden dat het totaal uitgezonden vermogen gelijk blijft. Omdat er twee zendantennes zijn, moet het vermogen per antenne bij een Alamouti-systeem gehalveerd worden. Dit veroorzaakt een verschuiving van 3dB in de curves voor de bitfoutenkans omdat de ruis nu meer impact heeft op de signalen.

Er kan ook opgemerkt worden dat zenddiversiteit inherent geen coding gain met zich meebrengt. De curve van een 2x1 systeem vertrekt van het zelfde punt als een SISO-systeem. Het voordeel van zenddiversiteit zit enkel in het feit dat de verschillende paden onafhankelijk faden. In een volgende sectie worden space-time trelliscodes besproken die bovenop de diversiteit ook nog een coding gain opleveren.

Het gebruik van meerdere antennes aan de zend- of ontvangstkant kan samen met de juiste algoritmes leiden tot een verbetering van de kwaliteit van de verbinding. Bij basisstations, waar de kost van de hardware gedeeld wordt door alle gebruikers, kan men door het plaatsen van meerdere antennes gebruik maken van zowel zend- als ontvangstdiversiteit.
In de uplink naar het basisstation kan ontvangstdiversiteit gebruikt worden zonder dat er aanpassingen moeten gebeuren aan de mobiele stations. De kwaliteit van de verbinding wordt beter terwijl er enkel extra kosten zijn bij het basisstation. Voor de downlink naar de mobiele stations kan zenddiversiteit gebruikt worden via dezelfde hardware in het basisstation. Er moet enkel nog de software aangepast worden van de mobiele stations om de Alamouti-decodering en een uitgebreidere kanaalschatting te kunnen doen.

4.4 Space-Time Trellis Coding

Space-time trelliscoding is een uitbreiding van de klassieke trelliscodering naar space-time signaalstructuren. De STTC wordt volledig bepaald door zijn trellisdiagram. In figuur 4.5 worden de trellisdiagramma en bijhorende constellaties getoond van een aantal STTC-codes die gesimuleerd werden. Voor de 4-PSK constellatie werd zowel een 4-toestand als een 8-toestand code gesimuleerd, voor een 8-PSK-constellatie een 16-toestand code. Naarmate het aantal toestanden groter wordt, worden encodering en vooral decodering complexer.
De trellisdiagramma moeten als volgt geïnterpreteerd worden: in elke toestand gaan we over naar een volgende toestand op basis van de huidige ingang. De labels links geven voor elke toestand weer welke de output is in functie van het huidige ingangssymbool. Van links naar rechts horen de labels bij de toestandsovergangen zoals die van boven naar onder zijn weergegeven. Hierbij lopen de ingangssymbolen van symbool 0 tot het laatste symbool van de constellatie.

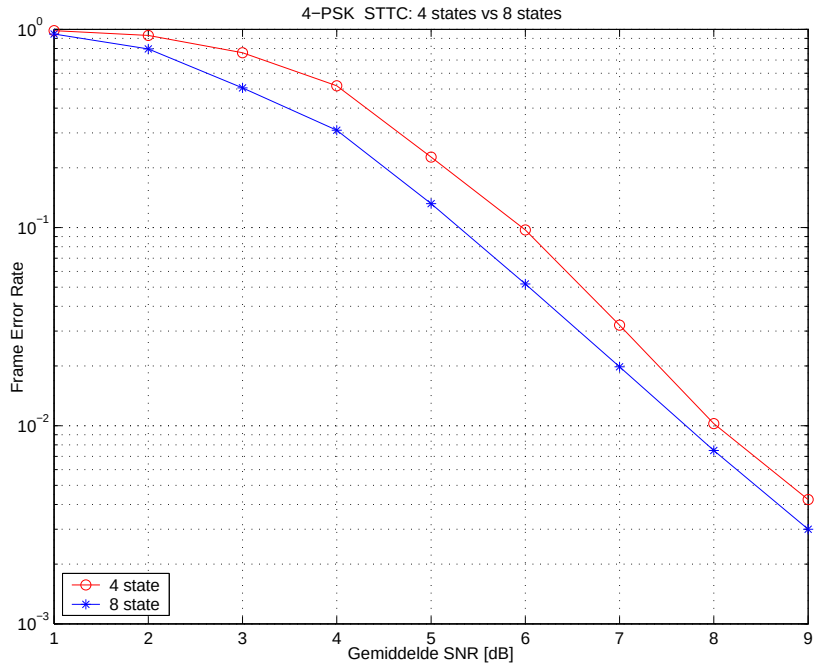


Figuur 4.5: Gesimuleerde Space-Time Trellis Codes

Figuur 4.6 geeft de resultaten weer van de simulatie van een 4-toestand en een 8-toestand STTC systeem bij 4-PSK-modulatie. Merk op dat men bij STTC systemen spreekt over Frame Error Rates in plaats van Bit Error Rates. Dit heeft te maken met het feit dat trelliscodes redundantie in de tijd gebruiken. Geïsoleerde bitfouten zullen kunnen worden gecorrigeerd, maar wanneer er toch een fout zou optreden zal deze een burst van fouten

veroorzaken vooraleer de decoder terug in de juiste toestand komt. Simulaties hebben aangetoond dat STTC-systemen een grotere bitfoutenkans vertonen dan STBC-systemen, maar de bitfouten zitten gegroepeerd in blokken. In een framegebaseerd communicatiesysteem zullen er bij STTC minder foute frames zijn.

Beide curves van figuur 4.6 vertonen dezelfde helling en hebben dus dezelfde diversiteit. Ze bereiken beiden de maximale diversiteit mogelijk met een 2x2 systeem. Er kan opgemerkt worden dat STTC met 8 toestanden een extra coding gain heeft ten opzichte van STTC met 4 toestanden. Dit gaat ten koste van extra complexiteit bij de decoder. Dit is duidelijk merkbaar in de tijd nodig voor de simulatie. Het ontwerp van een space-time trelliscode is dus een afweging tussen coding gain en complexiteit.

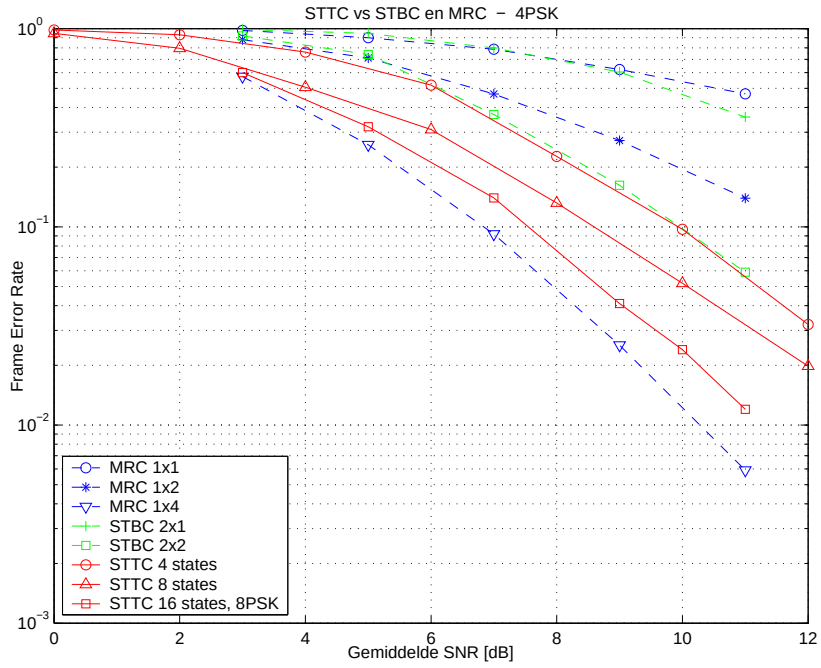


Figuur 4.6: FER in functie van SNR voor 4 state en 8 state STTC systeem

Figuur 4.7 toont een vergelijking tussen MRC, STBC en STTC. Er kan opgemerkt worden dat de STTC dezelfde maximale diversiteitswinst biedt als de Alamouti-STBC's. Dit wil zeggen dat deze STTC's goed ontworpen zijn naar de diversiteit toe.

Voor de STTC met 4 toestanden is er een kleine coding gain ten opzichte van de 2x2 STBC. De STTC's met 8 en 16 toestanden bieden daarentegen respectievelijk 1.5 en 2 dB coding gain.

We kunnen besluiten dat space-time trelliscodes een betere performantie hebben dan space-time blockcodes. De rekencomplexiteit neemt echter drastisch toe met het aantal toestanden. Om STTC's aan hoge snelheden te kunnen gebruiken, moet men zijn toevlucht nemen tot gespecialiseerde hardware, zoals dat op dit moment ook al gebeurt voor de klassieke trelliscodes.



Figuur 4.7: Vergelijking van STTC met STBC en MRC

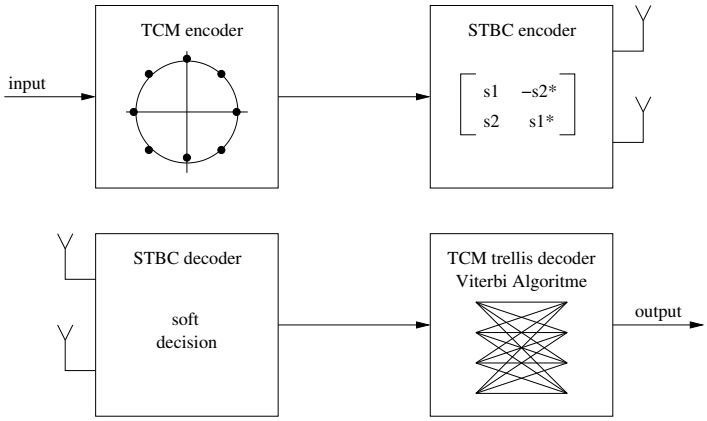
4.5 Geconcateneerde systemen

Naast space-time coding technieken heeft men ook nog geconcateneerde systemen met buitencodes. Hierbij plaatst men een één-dimensionale buitencode rondom een space-time coding techniek om zo een betere performantie te bekomen.

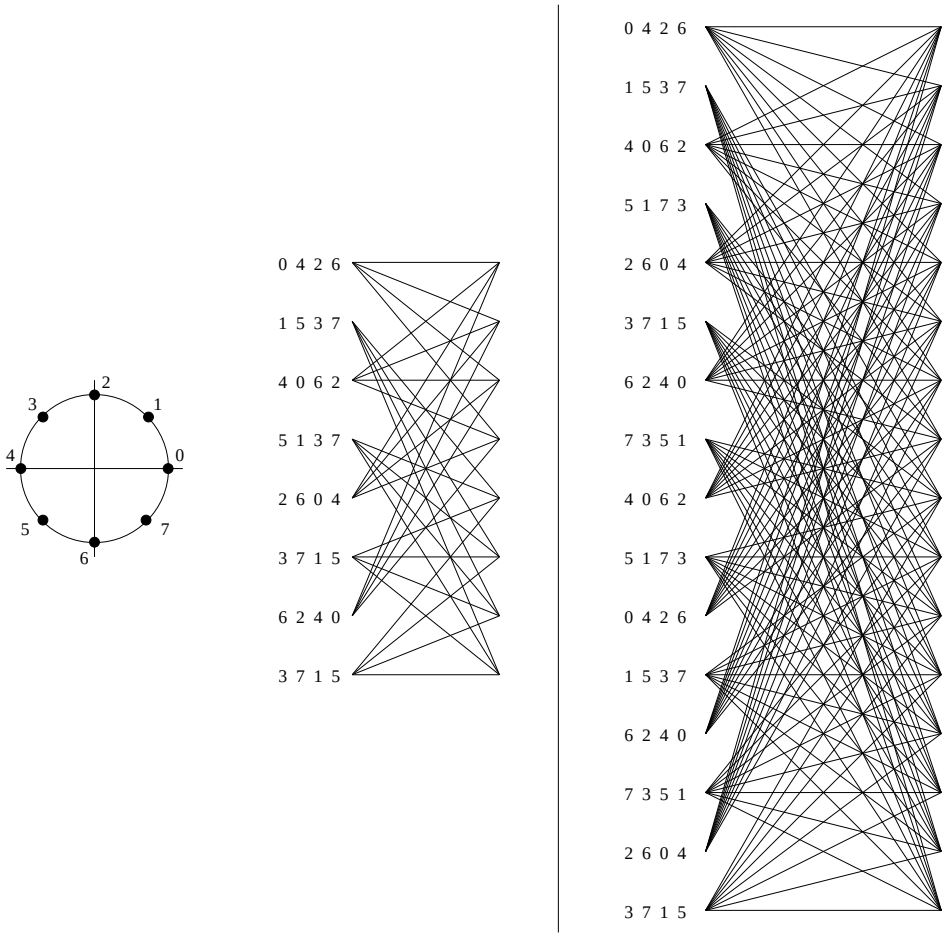
Figuur 4.8 toon het blokschema van een geconcateneerd systeem bestaande uit een space-time blokcode en een klassieke trellis coded modulation (TCM). De decoder bestaat ten eerste uit een space-time blokdecoder. Deze laat toe om met eenvoudige lineaire verwerking een maximum likelihood (ML) detectie te doen. Verder is er ook een trellisdecodering. Dit gebeurt met het Viterbi-algoritme. Hierdoor wordt het decoderen een rekenintensieve taak. In vergelijking met een STTC-systeem vereist een geconcateneerd systeem slechts een extra STB-decoding. Dit extra rekenwerk is te verwaarlozen. Bovendien is de TCM-decodering reeds sinds geruime tijd in gebruik en zijn er hardware implementaties beschikbaar.

In figuur 4.9 worden de trellisdiagramma en bijhorende constellaties getoond van TCM-codes die gesimuleerd werden. Zowel een 8-toestand als een 16-toestand code werd gesimuleerd bij een 8-PSK-constellatie.

Figuur 4.10 toont de resultaten van een vergelijking tussen het geconcateneerd systeem en de space-time systemen die tot nu toe besproken werden. Er werden 2 TCM-codes gesimuleerd: een code met 8 toestanden en een code met 16 toestanden, die beiden werken op een 8-PSK-constellatie.
Er kan opgemerkt worden dat een TCM-systeem met 8 toestanden een gelijkaardige performantie heeft als een STTC-systeem met 16 toestanden. Bovendien heeft een geconcateneerd systeem met een 16 toestanden TCM-code een betere performantie, die de performantie van een 1x4 MRC-ontvanger benadert.

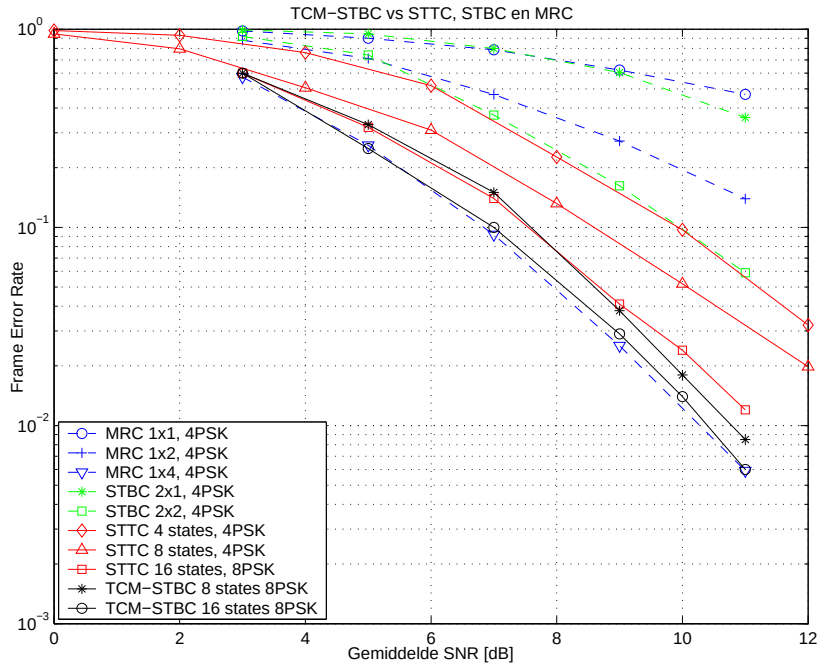


Figuur 4.8: Blokschema van een TCM-STBC geconcateneerd systeem



Figuur 4.9: 8 en 16 state codes voor 8PSK Trellis Coded Modulation

Algemeen kan gesteld worden dat een geconcateneerd systeem van trellis coded modulation en space-time blockcoding een betere performantie biedt dan een space-time trelliscode met dezelfde trelliscomplexiteit en signaalconstellatie.



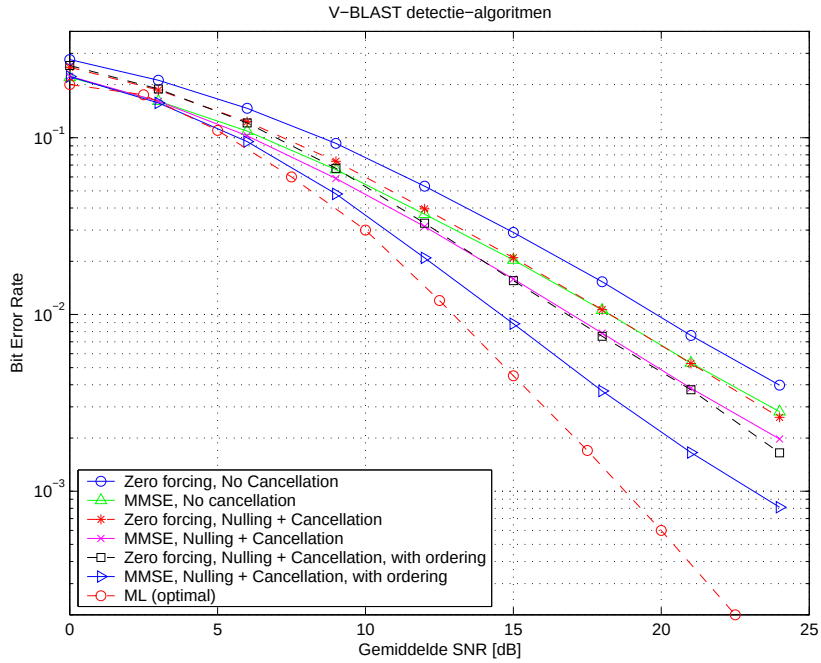
Figuur 4.10: Performantie ven een TCM-STBC geconcateneerd systeem in vergelijking met STTC, STBC en MRC

Er bestaan nog andere vormen van geconcateneerde systemen, waar in plaats van een TCM-code een andere codeertechniek gebruikt wordt zoals turbocodes. Het komt er telkens op neer dat de space-time code zorgt voor het behalen van de diversiteit en de buitencode voor de coding gain.

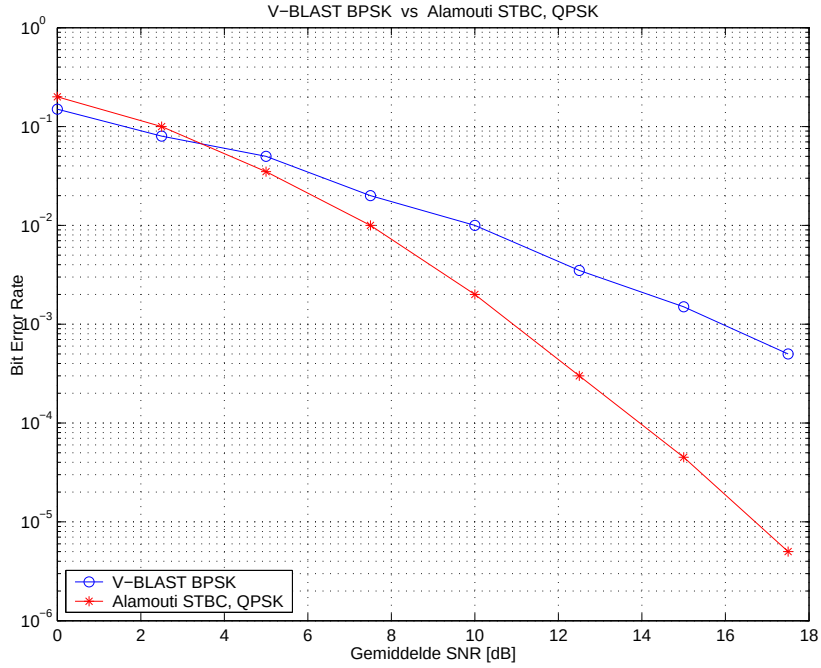
4.6 Layered Space-Time architecturen

Zoals reeds aangehaald in sectie 3.2.3, concentreren gelaagde space-time technieken zich op het verhogen van de transmissiesnelheid.
Figuur 4.11 geeft de simulatieresultaten van een aantal detectoralgoritmes voor het V-BLAST-systeem weer. De zero-forcing-nulling en MMSE-nulling strategieën zijn suboptimale detectoren maar veel minder complex dan de optimale maximum likelihood detectie. Er kan opgemerkt worden dat het diversiteitsvoordeel van het zero-forcing algoritme iets kleiner is dan één. Het diversiteitsvoordeel van de beste suboptimale detector, MMSE met cancellatie en ordening, is bijna zo goed als de maximum likelihood detectie.

De verhoging in datacapaciteit van het V-BLAST-systeem gaat ten koste van de performantie. In figuur 4.12 worden de bitfoutenkanscurves van een V-BLAST-systeem vergeleken met die van een Alamouti-STBC over hetzelfde 2x2 MIMO-kanaal. Om een eerlijke vergelijking te doen, wordt er voor de Alamouti-code een hogere orde modulatie gekozen zodat ze beiden



Figuur 4.11: Vergelijking van verschillende V-BLAST detectie-algoritmes



Figuur 4.12: Vergelijking van V-BLAST BPSK en Alamouti-STBC 4PSK

dezelfde transmissiesnelheid hebben. Voor de Alamouti-code wordt er een QPSK-constellatie gebruikt en voor het V-BLAST-systeem een BPSK-constellatie. Beide schema's hebben dus een maximale snelheid van 2 bits/s/Hz. Er kan opgemerkt worden dat de Alamouti-code een veel betere performantie heeft dan het V-BLAST-systeem.

Er moet hier wel opgemerkt worden dat de beoogde transmissiesnelheden voor state-of-the-art BLAST-systemen variëren van 20 tot 40 bits/s/Hz. Om dezelfde snelheden te behalen met een STBC-systeem, moet er een constellatie gebruikt worden die 30 bits per symbool aankan, wat onrealistisch is.

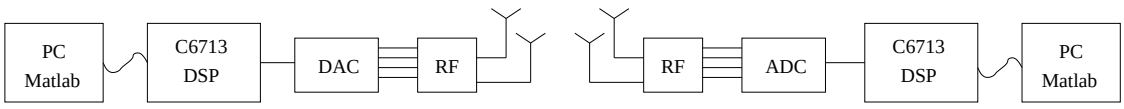
Hoofdstuk 5

Experimentele opstelling

Om de voordelen van MIMO-communicatie aan te tonen, werd een experimentele opstelling gemaakt waarop het Alamouti-schema geïmplementeerd is in een real-time encoder en decoder. In dit hoofdstuk wordt het hardware platform beschreven waarop de implementatie gebeurd is en het ontwerp van de encoder en decoder.

5.1 Het hardware platform

Als basis voor het hardware platform wordt een DSP development kit van Texas Instruments gebruikt, gebaseerd op een 225MHz C6713 floating point processor. Dit bord is verder uitgebreid met een dochterkaart voor de aansturing van de analoge frontends. Aan de kant van de zender is dit een digitaal-analoog convertor die de in-fase- en quadratuurcomponenten van de QAM-modulatoren aanstuurt, aan de ontvanger een analoog-digitaal convertor die deze componenten uitleest.
Het RF-gedeelte van de opstelling bestaat uit aangepaste WLAN-kaartjes. Hiervan is de originele codering en decodering gebypassed zodat de analoge zender en onvanger rechtstreeks kunnen worden aangestuurd. Zo worden er twee zenders en twee ontvangers aangestuurd.

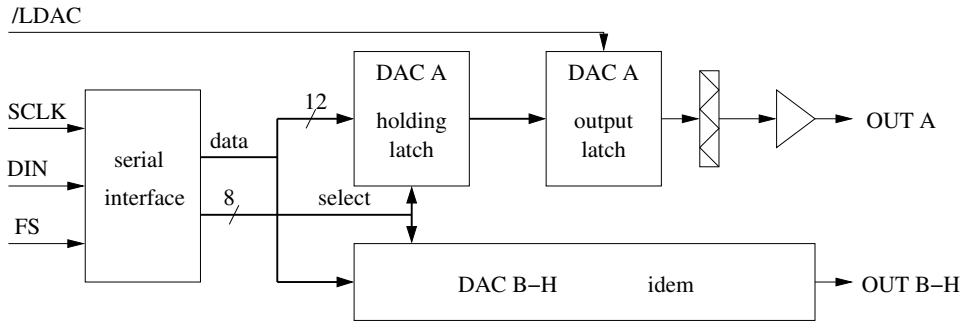


Figuur 5.1: Het hardware platform

5.1.1 Aansturing analoge frontend zender

De aansturing van het analoge frontend gebeurt via in-fase- en kwadratuurcomponenten die aan de QAM-modulator worden doorgegeven. Omdat elke antenne een eigen QAM-modulator heeft, zijn er 4 signalen nodig om het frontend aan te sturen. Bovendien is het belangrijk dat beide antennes op hetzelfde moment aangestuurd kunnen worden.
Om te vermijden dat we zelf digitale logica zouden moeten ontwerpen om de verschillende DAC's simultaan aan te sturen, werd er gezocht naar een digitaal-analoog convertor die hier zelf al voorzieningen voor heeft. De TLV5630 is een DAC met 8 afzonderlijke kanalen die individueel of simultaan aangestuurd kunnen worden. Bovendien is er een evaluatiebord

beschikbaar voor deze convertor dat ontworpen is om met de DSP development kit aan te sturen.
De 8 kanalen hebben een 12 bit resolutie en kunnen aan een maximale frequentie van 280 kSamples/s data verwerken. De uitgangswaarden van de DAC's liggen tussen 0V en 4V.



Figuur 5.2: Blokschema TLV5630

Het gelijktijdig aansturen van de verschillende kanalen wordt gerealiseerd door gebruik te maken van een dubbele laag digitale latches voor elk kanaal zoals schematisch is voorgesteld in figuur 5.2. De binnengekomen data wordt opgeslagen in de eerste latch. Zodra deze data gekopieerd wordt naar de volgende laag, begint de conversie. Dit kopiëren wordt gestuurd door het /LDAC-signaal dat gedeeld wordt door alle kanalen. Door eerst de latches van de eerste laag te schrijven voor alle kanalen en dan pas /LDAC te activeren kunnen we er dus voor zorgen dat alle kanalen gelijktijdig aan de conversie beginnen. Tijdens het converteren kan de DSP dan reeds het volgende sample klaarzetten in de eerste laag latches.

Wat het aansturen van de DAC via de DSP betreft, zijn er twee dingen die moeten gebeuren. In de eerste plaats moeten de digitale samples naar de DAC geschreven worden. Dit gebeurt via een SPI seriële interface (Serial Peripheral Interface), een gestandaardiseerde manier voor synchrone seriële communicatie. De C6713 DSP stuurt de seriële interface aan via één van zijn Multichannel Buffered Serial Ports (McBSP). De DSP is hierbij zelf verantwoordelijk voor het genereren van alle signalen: het kloksignaal, het signaal voor framesynchronisatie en het datasignaal. Door allerlei registers in te stellen van de McBSP kan er voor gezorgd worden dat een correct SPI-signaal gegenereerd wordt.
De data die naar de DAC gestuurd wordt bestaat uit de te converteren 12 bit waarde (0x000 tot 0xFFF), die aan de meest significante kant aangevuld wordt met controlebits die aangeven voor welk kanaal de waarde bestemd is
Ten tweede moet op het juiste moment het /LDAC-signaal geactiveerd worden om de conversie te starten. Dit signaal wordt aangestuurd via het dochterkaart controleregister van de development kit dat memory mapped is.

Omdat het aansturen van de DAC veel laag niveau programmeerwerk vraagt waarin snel fouten sluipen, werd een software bibliotheek gemaakt die processor-specifieke details verbergt voor de gebruiker. Op deze manier kan de DAC volledig aangestuurd worden met enkele eenvoudige functie-oproepen. Een overzicht van de beschikbare functies kan men in tabel 5.1 vinden. Meer informatie over de functies en de jumpersettings van het dochterbord kan men terugvinden in de documentatie die bij de source-code zit.

DAC_portConfig()	Configuratie van de peripherals voor het aansturen van de DAC
DAC_CTRL0_RMK(pd,dout,ref,im)	Samenstellen van een controlewoord voor het CTRL0 register van de DAC
DAC_CTRL1_RMK(pd_gh,pd_ef,pd_cd,pd_ab,sp_gh,sp_ef, sp_cd,sp_ab)	Samenstellen van een controlewoord voor het CTRL1 register van de DAC
DAC_CONFIG(ctrl0,ctrl1)	Configureer de DAC met de opgegeven controlewoorden
DAC_WRITE(dac,value)	Schrijf de gegeven waarde naar het opgegeven kanaal van de DAC
DAC_PRESET(value)	Configureer de preset van de DAC met de opgegeven waarde
DAC_HOLD_CONVERSION	Configureer de DAC zodat binnenkomende waarden niet onmiddellijk geconverteerd worden
DAC_START_CONVERSION	Activeer het /LDAC-signaal zodat de waarden in de holding latches geconverteerd worden

Tabel 5.1: Functies van de DAC library

5.1.2 Aansturing analoge frontend ontvanger

De demodulator van de RF-ontvanger levert de gedemoduleerde in-fase- en kwadratuurcomponenten van het ontvangen signaal in analoge vorm. Dit analoge signaal moet dan naar het digitale domein geconverteerd worden voor verdere verwerking. Ook voor de ontvanger is het belangrijk dat de in-fase- en kwadratuurcomponenten gelijktijdig gesampled worden.

Een analoog-digitaal convertor die dit toelaat is de ADS8364, die ook als evaluatiemodule beschikbaar is in de vorm van een dochterkaart voor de DSP development kit. De ADS8364 heeft 6 kanalen die per twee simultaan gesampled kunnen worden aan een maximale snelheid van 250 kSamples/s. De conversie gebeurt met een resolutie ven 16 bits waarbij het resultaat in 2's-complement wordt voorgesteld.

Om de ADC aan te kunnen sturen, moeten er eerst allerlei peripherals van de DSP geconfigureerd worden. Zo heeft de ADC een extern kloksignaal nodig van 5 MHz dat door een timer van de DSP gegenereerd kan worden. Verder is de ADC memory mapped, dus moet de external memory interface (EMIF) van de DSP ingesteld worden om de juiste signalen te genereren wanneer de geconverteerde data wordt uitgelezen. Dit houdt ondermeer in dat de EMIF zich als een asynchrone interface moet gedragen, waarbij een timing gebruikt wordt voor setup, strobe en hold die opgelegd wordt door de ADC. Een derde belangrijke peripheral die geconfigureerd moet worden is de general purpose I/O-poort (GPIO) van de DSP. Deze poort zit samen met de McBSP gemultiplexed op dezelfde output pinnen en stuurt de /HOLD-signalen aan die de conversie starten voor 2 kanalen. Nadat alle configuraties zijn doorgevoerd, kan de ADC aangestuurd worden. Een conversie van een kanaalpaar begint wanneer het betreffende /HOLD-signaal geactiveerd wordt. Door de GPIO-poort goed aan te sturen, kan men de verschillende /HOLD-signalen op hetzelfde moment aansturen en

samplen er meer dan twee kanalen tegelijk. De ADC geeft het einde van de conversie aan door een End-Of-Conversion (EOC) interrupt. De DSP krijgt deze interrupt binnen langs external interrupt 4. Elk conversiekanaal heeft een eigen adres in de geheugenruimte waar de geconverteerde waarde dan kan gelezen worden.

Ook voor de ADC is er softwarebibliotheek geschreven die de laag-niveau programmatie voor de gebruiker moet verbergen. Tabel 5.2 geeft een overzicht van de beschikbare functies. Meer informatie over de instellingen van het dochterbord en een gedetailleerde beschrijving van de functies kan men terugvinden in de documentatie die bij de source-code zit.

ADC_config()	
	Configuratie van de peripherals voor het aansturen van de ADC
ADC_SAMPLE(channel)	
	Sample het binnenkomende signaal van het opgegeven kanaalpaar
DAC_READ(channel)	
	Lees de gesamplede en geconverteerde waarde van het opgegeven kanaal

Tabel 5.2: Functies van de ADC library

5.2 Digitale transmissie

Voor het realiseren van een digitale transmissie tussen de zender en de ontvanger, zijn er twee modules ontwikkeld. Aan de kant van de zender is er een digital transmitter (DXMT) module, voor de ontvanger een digital receiver (DRCV) module. Deze modules zorgen ervoor dat de DAC, respectievelijk ADC worden aangestuurd om symbolen te versturen of te ontvangen.

Een belangrijk aspect van dergelijke transmissie is symboolsynchronisatie. De ontvanger moet ervoor zorgen dat het samplen van het binnenkomende signaal synchroon gebeurt met de zender om te vermijden dat symbolen verloren gaan of dubbel gelezen worden. Hiertoe moet de ontvanger het kloksignaal van de zender uit het binnenkomende signaal recupereren. Omdat in dit experiment de aandacht uitgaat naar de codering, werd in de experimentele opstelling abstractie gemaakt van symboolsynchronisatie. Het probleem van synchronisatie wordt omzeild door een synchronisatiesignaal via bedrading van de de zender naar de ontvanger te leiden. Zender en ontvanger lopen dan op dezelfde klok en blijven perfect gesynchroniseerd.

5.2.1 Digital Transmitter Module

De digital transmitter module stuurt symbolen naar de DAC op het tempo van TIMER1. Elke klokpuls moeten er 4 symbolen gestuurd worden: de in-fase- en kwadratuurcomponenten voor twee antennes. Hierbij moet er voor gezorgd worden dat de transmissie van symbolen naar de DAC gebeurt op het tempo van de seriële poort om te vermijden dat de data onderweg overschreven wordt.

Dit wordt gerealiseerd door een sequentie van interrupts. De timer genereert interrupts aan een ingestelde frequentie. Deze interrupt triggert de sequentie. De interrupt service routine (ISR) die hieraan gekoppeld is, stuurt het eerste symbool naar de seriële poort. Wanneer

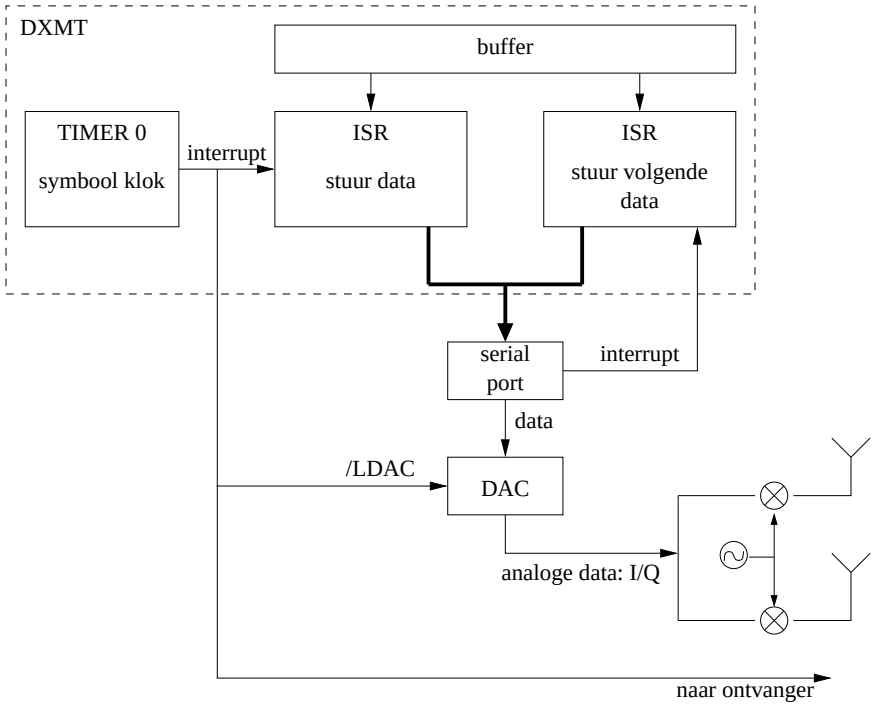
de seriële poort klaar is om het volgende symbool naar de DAC te sturen, genereert die een nieuwe interrupt. De ISR die aan deze interrupt gekoppeld is, stuurt het volgende symbool naar de seriële poort en houdt tevens bij hoeveel symbolen er reeds gestuurd zijn. Telkens wanneer de seriële poort klaar is om een nieuw symbool te versturen, wordt een interrupt gegenereerd en zal de bijhorende ISR het volgende symbool versturen. Wanneer de 4 symbolen verstuurd zijn, wordt dit door de ISR gedetecteerd en de sequentie van interrupts wordt automatisch afgebroken door geen nieuwe data meer naar de seriële poort te sturen.

Op dit moment zijn de 4 symbolen alleen nog maar naar de DAC verstuurd, de conversie is nog niet gestart. Hiervoor moet het /LDAC-signaal nog geactiveerd worden. Dit kan door software gedaan worden in het begin van de ISR die getriggerd wordt door de timer interrupt. Dit houdt dan in dat in de huidige klokpuls de conversie wordt gestart van de data die tijdens de vorige klokpuls naar de DAC werd verstuurd.
Het aansturen van het /LDAC-signaal geeft bij hogere symboolfrequenties echter problemen. Het register dat de /LDAC-lijn aanstuurt is memory mapped. Geheugentoegangen zijn echter traag in vergelijking met de snelheid van de CPU. Dit betekent dat we een vertraging krijgen op de conversie wanneer we het /LDAC-signaal sturen terwijl de memory interface nog met een vorige transfer bezig is. Vooral naarmate de symboolfrequentie hoger wordt resulteert dit in significante tijdsjitter op de symbolen die naar de RF-hardware gestuurd worden, tot zelfs het verliezen van data omdat symbolen overgeslagen worden. In de praktijk betekent dit dat op deze manier de symboolfrequentie beperkt is tot 50 kSymbolen/s.
Om hogere symboolfrequenties te kunnen halen, moet de memory interface van het /LDAC-signaal omzeild worden. Dit kan gerealiseerd worden door een niet-standaard instelling te gebruiken van het DAC dochterbord. Hierbij wordt de verbinding van het /LDAC-signaal met de memory interface onderbroken en omgeleid naar de timer interrupt. Het signaal van de timer interrupt wordt dan rechtstreeks gebruikt om de conversie te starten, zonder dat er verder software aan te pas komt. Met deze aanpassing kunnen snelheden tot 160 kSymbolen/s gehaald worden.

De werking van de digital transmitter module wordt nog eens schematisch voorgesteld in figuur 5.3.

Het aanvoeren van de data voor de digital transmitter module gebeurt via een buffer. Het bufferen van de data is nodig om er voor te zorgen dat de digital transmitter module altijd data ter beschikking heeft. Ook wanneer het besturingssysteem (DSP/BIOS) de processor even nodig heeft en er dus geen nieuwe data berekend kan worden. De digital transmitter module stuurt dan data die reeds op voorhand berekend was op een moment dat er tijd over was. De handle om de buffer te benaderen, samen met functies om de digital transmitter aan te sturen kan men in tabel 5.3 vinden.
Er moet opgemerkt worden dat men er voor moet zorgen dat de buffer gevuld is voordat men de transmitter start. Anders zou de buffer in het begin reeds leeglopen waardoor enkele valse symbolen verzonden worden.

Tot slot moet nog opgemerkt worden dat het aansturen van de DAC door een sequentie van interrupts voor een grote overhead zorgt. Het oproepen van een ISR geschreven in C vraagt een context switch van 150 à 200 cycles. Zo worden er 4 ISR's opgeroepen, goed voor 600 à 800 cycles. Bij het zenden van 160 kSymbolen/s op een 225 MHz processor betekent dit dat 50% van de beschikbare tijd gebruikt wordt voor context switches.



Figuur 5.3: Blokschema Digital Transmitter Module

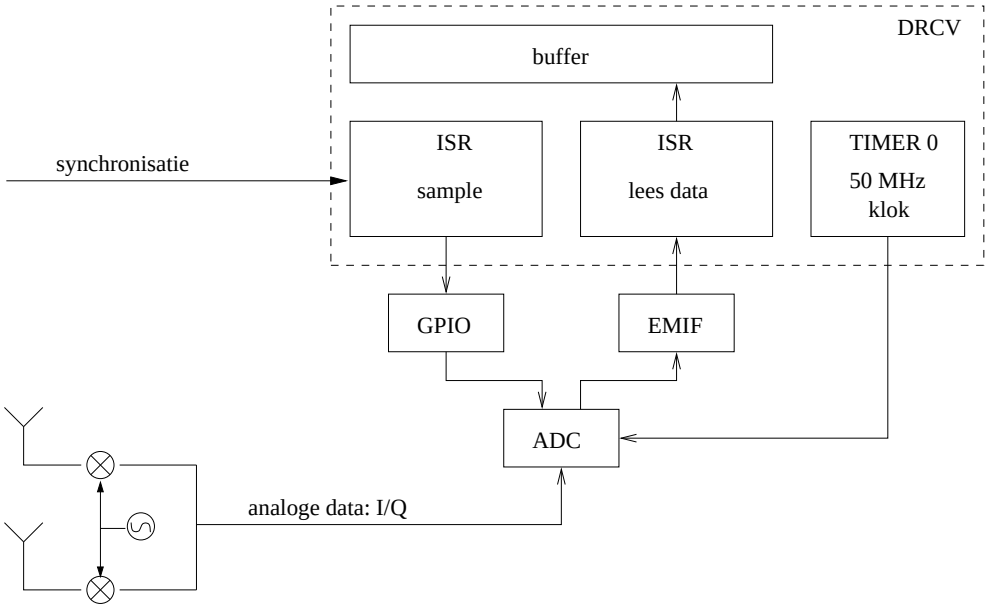
DXMT_SYMBOL_FREQUENCY	Constante die de symboolfrequentie van de Digital Transmitter Module instelt
DXMT_configureSymbolClock()	Configureer de peripherals voor de Digital Transmitter Module
DXMT_startTransmitting()	Start de Digital Transmitter, vanaf dit moment begint de transmitter data te lezen uit de buffer op het tempo dat aangegeven wordt door de transmitter klok
&DXMT_PIP_input	Handle naar de pipe voor Digital Transmitter buffer (meer informatie in de DSP/BIOS reference[23][29])

Tabel 5.3: Overzicht van de DXMT funtionaliteit

De overhead kan voor een deel verlicht worden door de ISR's in assembler te schrijven. De best oplossing is echter om gebruik te maken van de DMA controller van de DSP. Door het speciale adres van de seriële poort in de DMA adresruimte te gebruiken, zal er voor gezorgd worden dat er geen data verloren gaat door het overschrijven van het dataregister. Op deze manier kan een hele buffer symbolen verstuurd worden zonder tussenkomst van de CPU. De overhead van de interrupt die het einde van de transfer aangeeft, wordt gedeeld door alle symbolen. Op deze manier kunnen waarschijnlijk nog hogere symboolsnelheden van de digital transmitter module gehaald kunnen worden. Deze aanpassing werd echter niet geïmplementeerd omdat in de volgende sectie zal blijken dat de ontvanger de beperkende factor van het systeem is.

5.2.2 Digital Receiver Module

De digital receiver module ontvangt symbolen aan een tempo opgelegd door het synchronisatiesignaal. Bij elke synchronisatiepuls moeten de 4 binnenkomende kanalen gesampled worden. De werking van de digital receiver wordt schematisch weergegeven in figuur 5.4.



Figuur 5.4: Blokschema Digital Receiver Module

Het synchronisatiesignaal triggert een ISR langs externe interrupt 5 van de DSP. Deze ISR zorgt er dan voor dat de binnenkomende signalen door de ADC worden gesampled. Als de conversie voltooid is, geeft de ADC een End-Of-Conversion (EOC) interrupt op de externe interrupt 4 van de DSP. De ISR die aan deze interrupt gekoppeld is, leest dan de geconverteerde signalen en zet ze in de buffer.
Ook hier zorgt de buffer er voor dat het besturingssysteem de DSP even kan overnemen. De buffer loopt dan een beetje vol en wordt weer leeg gemaakt op momenten dat de DSP wat tijd over heeft.

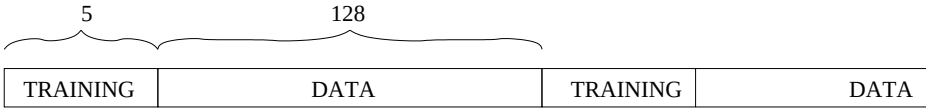
Omdat twee kanaalparen worden gesampled door de digital receiver, gaat de ADC twee EOC interrupts geven. Dit heeft als neveneffect dat de bijhorende ISR ook twee keer opgeroepen wordt waardoor de data dubbel in buffer komen te staan. Dit probleem wordt verholpen door de EOC interrupt te maskeren wanneer deze de eerste keer binnenkomt. De ISR zal dan niet reageren op de tweede puls. De interrupt moet wel tijdig terug ingeschakeld worden om de data van de volgende symboolperiode in te lezen. Dit wordt gedaan in de ISR die voor de sampling zorgt.

Ook hier kan weer opgemerkt worden dat de twee context switches per symbool voor overhead zorgen. Het is hier echter niet mogelijk om de DMA controller te gebruiken om de overhead te spreiden over een reeks symbolen. Een eerste reden hiervoor is dat er meer moet gebeuren dan alleen maar waardes lezen uit geheugenplaatsen, er moet ook een signaal gegenereerd worden dat de sampling triggert. Bovendien laat de plaatsing van de ADC in de memory map van de DSP niet toe om de waardes van 4 kanalen uit te lezen via de DMA controller. Een

laatste probleem is het optreden van de twee EOC interrupts. Deze zouden er voor zorgen dat de DMA alle waardes twee keer gaat uitlezen.
Er zouden vergaande aanpassingen nodig zijn aan het ADC dochterbord om dit DMA-compatibel te maken. De enige oplossing die overblijft is de overhead verminderen door de ISR's in assembler te schrijven. Dit is echter niet eenvoudig bij dergelijke complexe VLIW-DSP.

5.3 Framestructuur

Het Alamouti-decoderingsalgoritme veronderstelt dat de ontvanger de kanaalmatrix volledig kent. In draadloze communicatie zijn de kanaalparameters echter veranderlijk en moeten dus regelmatig opnieuw bepaald worden. In deze experimentele opstelling wordt gebruik gemaakt van een kleinste-kwadraten schatting van de kanaalparameters. Deze methode heeft echter trainingdata nodig. Daarom wordt de datastream onderverdeeld in subframes die afwisselend trainingsymbolen en data bevatten. Figuur 5.5 geeft hiervan een schematische voorstelling.



Figuur 5.5: Framestructuur gebruikt in de experimentele opstelling

5.3.1 Kanaalschatting

Kanaalschatting door een kleinste-kwadraten schatting baseert zich op het datamodel van formule 2.5, dat hier herhaald is.

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \tag{5.1}$$

Bij nul-gemiddelde witte Gaussiaanse ruis kan de maximum-likelihood schatting van de kanaalparameters bepaald worden door formule (5.2).

$$\widehat{\mathbf{H}} = \mathbf{r} \cdot \mathbf{s}^{\mathbf{T}}(\mathbf{s}\mathbf{s}^{\mathbf{T}})^{-\mathbf{1}} \tag{5.2}$$

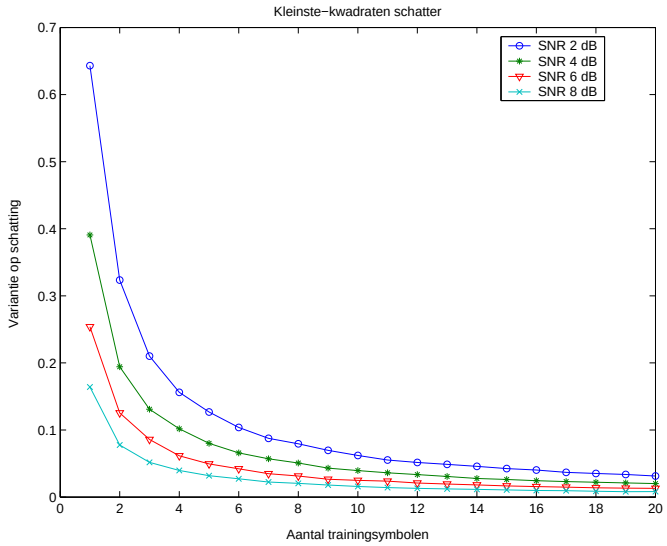
Men kan aantonen [4] dat deze schatter unbiased is en dat de variantie op de fout van de schatting minimaal is wanneer het trainingsymbool pseudo-orthogonaal is: $\mathbf{s}\mathbf{s}^{\mathbf{T}} \propto \mathbf{I}$. Een optimaal trainingsymbool is dus een Alamouti symboolpaar:

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \tag{5.3}$$

Om de invloed van de ruis klein te houden, kunnen we een aantal ontvangen trainingsymbolen samennemen in de schatting. Op die manier wordt de invloed van de ruis uitgemiddeld waardoor we een betere schatting van de kanaalparameters krijgen. We kunnen daarvoor $\mathbf{r}$ en $\mathbf{s}$ in (5.2) vervangen door

$$\mathbf{r} = [\ \mathbf{r}_1\ \mathbf{r}_2\ \mathbf{r}_3\ \dots\ ]$$
$$\mathbf{s} = [\ \mathbf{s}_1\ \mathbf{s}_2\ \mathbf{s}_3\ \dots\ ]$$

Hoe meer trainingsymbolen, hoe beter de schatter, maar de effectieve throughput van het systeem zal ook dalen. Voor deze experimentele opstelling werd aan de hand van simulaties bepaald hoeveel trainingsymbolen gebruikt zouden worden. In figuur 5.6 kan men zien dat er na 5 trainingsymbolen niet veel meer te winnen is.



Figuur 5.6: Performantie van de schatter in functie van het aantal trainingsymbolen

Zoals reeds eerder aangehaald, is het draadloze kanaal zeer veranderlijk van aard. Dit betekent dat de kanaalschating slechts voor een beperkte tijd geldig is die bepaald wordt door de coherentietijd.
De coherentietijd van het kanaal wordt in de eerste plaats bepaald door de golflengte van de draaggolf die gebruikt wordt. Wanneer de omgeving meer dan een halve golflengte is veranderd moet de kanaalschatting opnieuw gebeuren. De reflecties van signalen zijn dan zo sterk gewijzigd dat de parameters in de kanaalmatrix niet meer geldig zijn.
De tweede factor die de coherentietijd bepaald is dus de snelheid waarmee de omgeving verandert. Deze experimentele opstelling richt zich op WLAN-netwerken, waar de verandering van de omgeving in de eerste plaats veroorzaakt wordt door rondwandelende mensen met een snelheid van 5 km/h (1,4 m/s).
We komen zo tot de volgende formule voor de coherentietijd:

$$\begin{aligned} \tau_{coh} &= \frac{\lambda}{2} \cdot \frac{1}{v_u} \quad \text{met } \lambda = \frac{c}{f_c} \\ &= \frac{\frac{300000 km/s}{2{,}4 GHz}}{2} \cdot \frac{1}{5 km/h} = 0{,}0446\ s \end{aligned} \tag{5.4}$$

Wanneer de coherentietijd en de symboolfrequentie gekend zijn, kan men bepalen om de hoeveel symbolen een nieuwe kanaalschatting moet uitgevoerd worden. Hier past men dan nog eens een veiligheidsfactor $\frac{1}{2}$ op toe:

$$N = \frac{\tau_{coh} \cdot f_s}{2} = \frac{0.0446\ s \cdot 6\ kHz}{2} \approx 128 \text{ symbolen} \tag{5.5}$$

In de framestructuur van de experimentele opstelling werd de lengte van dataframes 128

symbolen genomen. Later werd de symboolfrequentie opgedreven tot 60 kHz waardoor deze parameter zou kunnen ingesteld worden op ≈1300 symbolen.

5.3.2 Framesynchronisatie

Naast symboolsynchronisatie is er in een communicatiesysteem ook nood aan framesynchronisatie. Dit houdt in dat de ontvanger de betekenis van de binnenkomende symbolen moet kennen: welke symbolen zijn training en welke data.

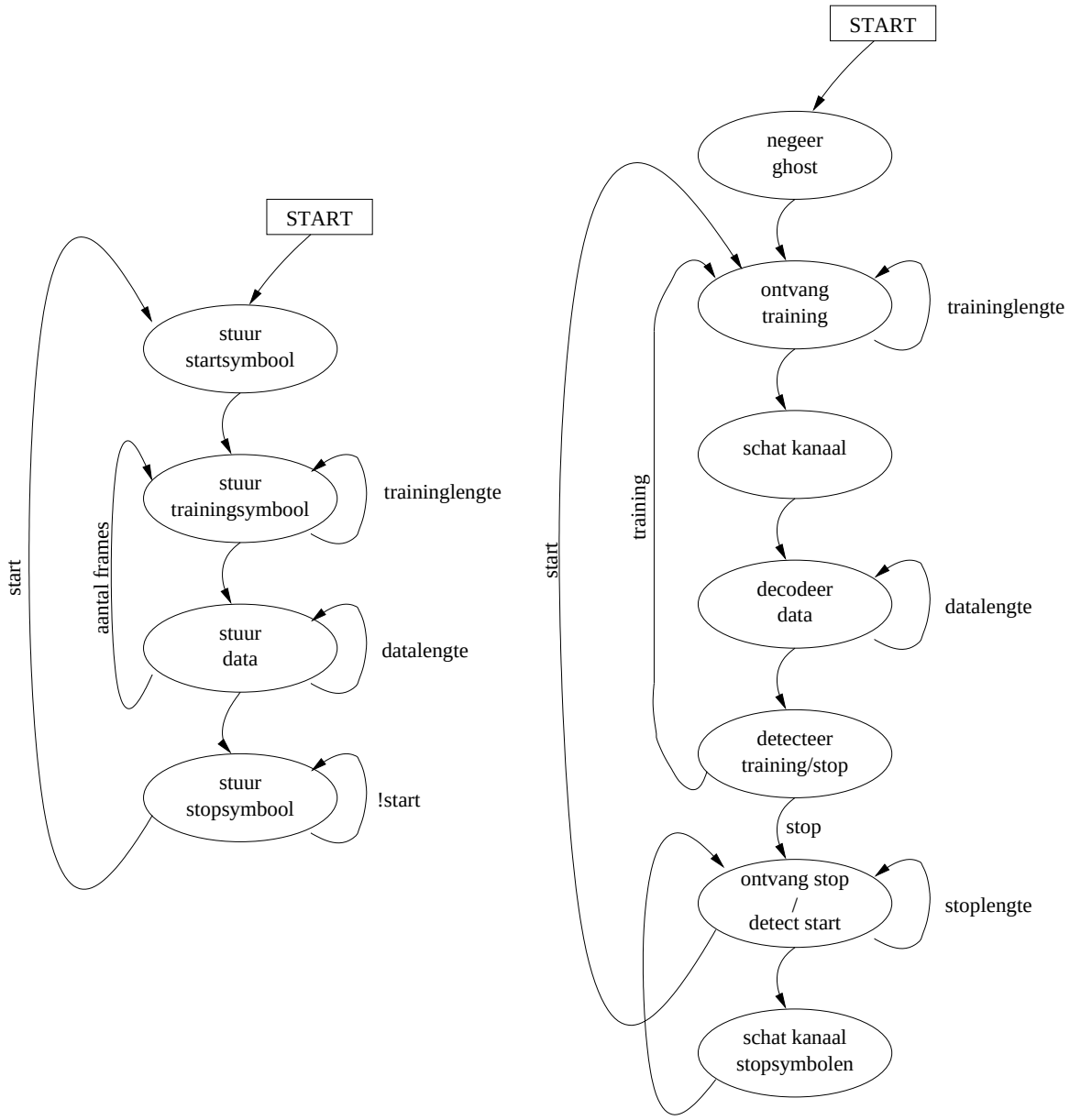
In deze experimentele opstelling is de framesynchronisatie enigsinds vereenvoudigd opgelost. Door de perfecte symboolsynchronisatie weet de ontvanger ook de betekenis van de eerste symbolen die binnenkomen. Omwille van initialisaties zijn de eerste 2 ontvangen symbolen ongeldig, we noemen dit 'ghostsymbolen'. Het symbool dat hier op volgt is het derde symbool dat werd verstuurd en is dus gekend. Deze impliciete synchronisatie zorgt ervoor dat de ontvanger weet wanneer hij een kanaalschatting kan doen. Vanaf dat moment zal de ontvanger de vervorming van de ontvangen symbolen kunnen compenseren en ziet hij ze, op ruis na, zoals ze verstuurd werden en kunnen dus signalisatiesymbolen gedetecteerd worden.

Na deze initiële framesynchronisatie zullen de zender en ontvanger er voor zorgen dat ze gesynchroniseerd blijven, ook als de burst van training/data onderbroken wordt. Hiervoor wordt een signalisatie gebruikt die gebaseerd is op start/stop symbolen. Het eerste trainingsubframe wordt ingeleid door een startsymbool. De ontvanger weet dat een startsymbool gevolgd wordt door een frame dat afwisselend training- en data-subframes bevat. Op het einde van elk data-subframe zal de decoder controleren of het volgende symbool een trainingsymbool of een stopsymbool is. Een trainingsymbool duidt op een nieuw training- en data-subframe, een stopsymbool op een onderbreking van de training/data sequentie. Om een goed onderscheid te kunnen maken tussen trainingsymbolen en stopsymbolen liggen ze zo ver mogelijk uit elkaar in de constellatie.

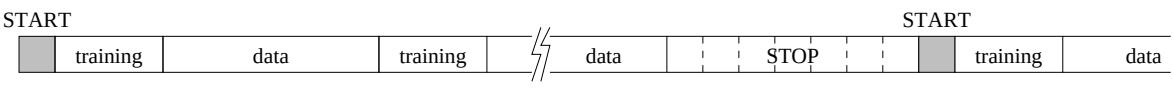
Nadat een stopsymbool ontvangen werd, is de training/data sequentie voor onbepaalde tijd onderbroken. De zender blijft stopsymbolen uitzenden tot een nieuwe training/data sequentie start die wordt ingeleid door een startsymbool. Om de overgang van stop naar start te kunnen detecteren moet de ontvanger regelmatig een kanaalschatting doen op basis van de binnengekomen stopsymbolen. Bovendien zijn het start- en stopsymbool zo ver mogelijk uit elkaar gekozen in de constellatie.

De implementatie van het start/stop-protocol in de encoder en decoder is gebaseerd op de eindige-toestandsmachines van figuur 5.7. De framestructuur met start/stop symbolen is voorgesteld in figuur 5.8.

De symbolen in de dataframes zijn beschermd tegen fading door het Alamouti-schema. Omdat het detecteren van training/dataframes even gevoelig is aan fading, zijn de start- en stopsymbolen ook door het Alamouti-schema gecodeerd. Dit maakt de framesynchronisatie stabieler voor fading.



Figuur 5.7: Implementatie van encoder en decoder



Figuur 5.8: Start/stop framestructuur

5.4 Matlab Link

De flexibiliteit en de uitgebreide visualisatiemogelijkheden maken van Matlab een uitstekende kandidaat om de ontvangen data te analyseren. Bovendien is er een toolbox beschikbaar die communicatie tussen Matlab en de DSP toelaat.

De Matlab Link wisselt data uit met de DSP door gebruik te maken van RTDX (Real-Time Data eXchange). Deze technologie laat toe om geheugenadressen en registers te lezen en schrijven zonder dat het programma op de DSP hiervoor onderbroken moet worden. RTDX is echter in eerste instantie bedoeld om het programma op de DSP te debuggen. De toolbox op is op zich niet geschikt om grote hoeveelheden data te transfereren. Om deze beperking te omzeilen, werden een aantal functies ontwikkeld die toch toelaten om grotere hoeveelheden data uit te wisselen tussen Matlab en de DSP. Tabel 5.4 geeft hiervan een overzicht.

LINK_init(framelength, nbFrames) - MATLAB
Initialiseer Matlab voor communicatie met de DSP
LINK_close(ccs) - MATLAB
Sluit de connectie tussen Matlab en de DSP
LINK_read(ccs) - MATLAB
Lees data van de DSP binnen in Matlab
LINK_write(ccs, data) - MATLAB
Schrijf data vanuit Matlab naar de DSP
LINK_init() - DSP
Initialiseer de DSP voor communicatie met Matlab
LINK_read(&destination) - DSP
Lees data vanuit Matlab naar de opgegeven geheugenplaats
LINK_read2H(&destination) - DSP
Lees data vanuit Matlab naar de high halfwords van de opgegeven geheugenplaats
LINK_read2L(&destination) - DSP
Lees data vanuit Matlab naar de low halfwords van de opgegeven geheugenplaats
LINK_write(&source) - DSP
Schrijf data in source naar Matlab
LINK_FRAMES - DSP
Aantal frames dat bij elke operatie getransfereerd wordt
LINK_FRAMELENGTH - DSP
Lengte van een frame

Tabel 5.4: Functies voor data-uitwisseling tussen Matlab en de DSP

Hoofdstuk 6

Experimentele resultaten

In dit laatste hoofdstuk worden de resultaten van het gerealiseerde draadloze MIMO-systeem voorgesteld. In de eerste sectie worden een aantal belangrijke karakteristieken van de experimentele opstelling besproken. Vervolgens worden een aantal testen aangehaald waarbij een verbinding over draad gebruikt wordt. In een derde sectie komt de echte draadloze verbinding aan bod waarin de voordelen van het MIMO-systeem ten opzichte van een klassiek SISO-systeem worden aangetoond. Tot slot worden de resultaten weergegeven van een uitgebreid systeem waarbij extra codering wordt toegevoegd vanuit Matlab.

6.1 Resultaat van de experimentele opstelling

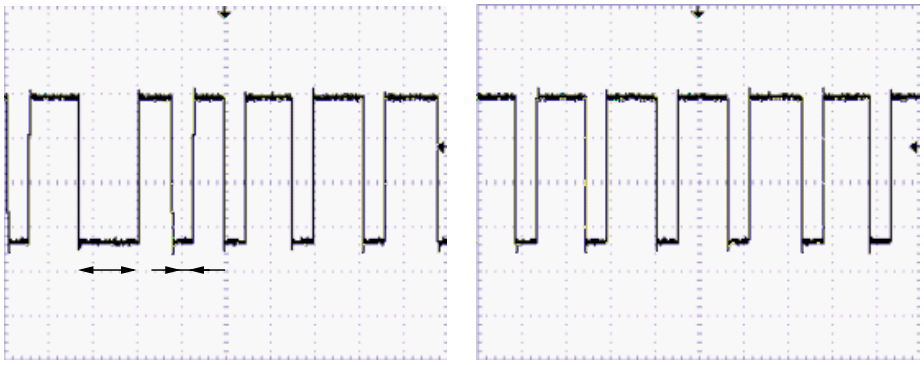
In deze sectie worden de belangrijkste karakteristieken van de verschillende onderdelen van het systeem weergegeven. Eerst komt de performantie van de zender en de ontvanger aan bod. Vervolgens worden de mogelijkheden van de Matlab-link aangegeven en er wordt afgesloten met een korte beschrijving van de RF-hardware.

6.1.1 Zender

De zender van de draadloze opstelling bestaat uit een DSP-processor die een Alamouti-codering uitvoert en RF-hardware aanstuurt. Het aansturen van die RF-hardware gebeurt via de digitaal-analoog convertor. Hiervoor zijn er twee manieren mogelijk. De eerste manier gebruikt de standaard memory mapped aansturing van de DAC. Deze methode heeft als nadeel dat bij hogere snelheden tijdsjitter ontstaat op het stuursignaal naar de DAC. Figuur 6.1 (a) toont het effect van deze tijdsjitter op de periode van het stuursignaal. De periode wordt soms zo kort dat de DSP niet genoeg tijd heeft om nieuwe waarden naar de DAC te sturen met als gevolg dat er data verloren gaat. Om dit dataverlies te vermijden is de transmissiesnelheid in dit geval beperkt tot 50 kSymbolen/s.

Een tweede manier om de DAC aan te sturen omzeilt de memory interface en genereert de stuursignalen rechtstreeks in hardware via een timer. Op deze manier is er geen tijdsjitter meer, zoals te zien is op figuur 6.1 (b). Door de DAC via deze manier aan te sturen kan de snelheid opgedreven worden tot 160 kSymbolen/s.

Wanneer de DSP echter ook een Alamouti-codering moet uitvoeren, kan deze maximale snelheid niet meer bereikt worden. Door het extra rekenwerk wordt de snelheid beperkt tot maximaal 85 kHz. De ontvanger beperkt deze snelheid nog eens extra tot 60 kHz door de



(a) (b)

Figuur 6.1: (a) Jitter op het synchronisatiesignaal (b) Zonder jitter

Symboolfrequentie	CPU load
50 kHz	63%
60 kHz	70%
70 kHz	85%
80 kHz	96%
85 kHz	99,7%

Tabel 6.1: CPU load van de zender bij verschillende symboolfrequenties

grotere complexiteit van de decoder ten opzichte van de encoder. Tabel 6.1 geeft een overzicht van de CPU loads bij verschillende symboolfrequenties.

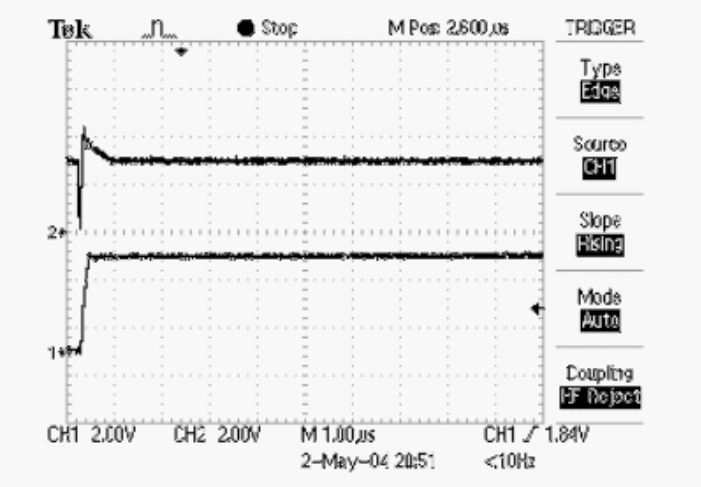
6.1.2 Ontvanger

De DSP aan de ontvanger voert een kanaalschatting uit en de Alamouti-decodering. De bit-synchronisatie in het systeem is opgelost door een synchronisatiesignaal van de zender naar de ontvanger via een draad. Wanneer een synchronisatiepuls binnenkomt bij de ontvanger wordt er een ISR opgestart die een kleine vertraging invoert vooraleer een samplecommando te geven aan de ADC. Deze vertraging zorgt er voor dat de sampling meer naar het midden van de symboolperiode verschuift. Het einde van de conversie wordt gesignaleerd door een EOC-interrupt die aangeeft dat de data klaar is voor verdere verwerking. Deze sequentie van signalen wordt grafisch weergegeven op figuur 6.2.

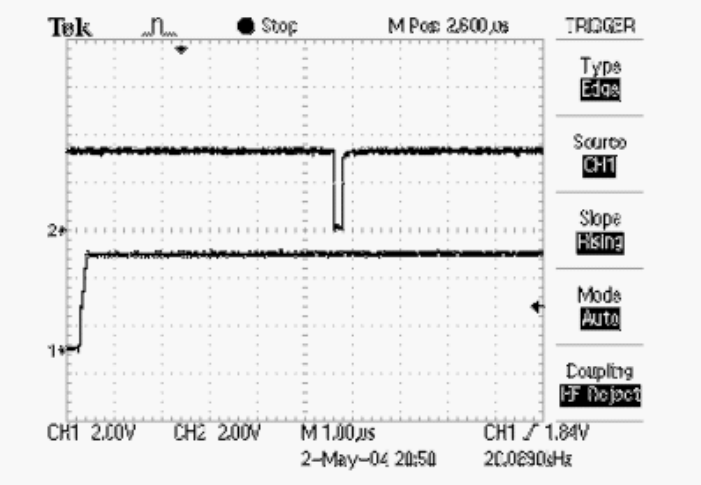
Symboolfrequentie	CPU load
50 kHz	85%
60 kHz	98%

Tabel 6.2: CPU load van de ontvanger bij verschillende symboolfrequenties

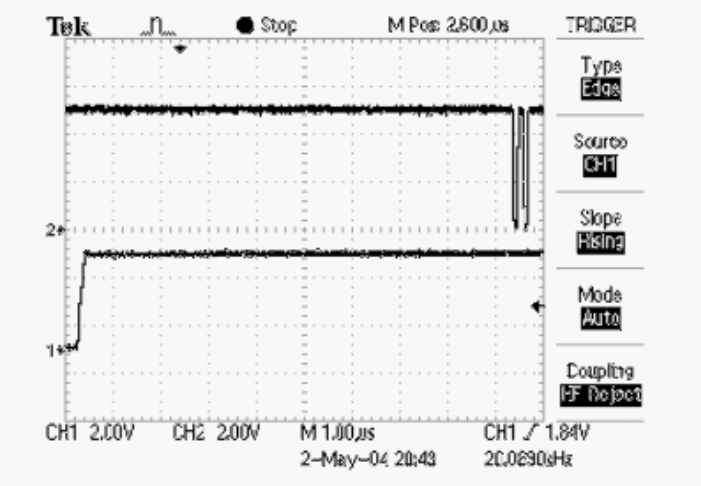
De Alamouti-decodering en de kanaalschatting op de DSP zorgen voor heel wat rekencomplexiteit. Hierdoor is de maximale snelheid van de ontvanger kleiner dan die van de zender. De ontvanger is de beperkende factor van het systeem. De maximale symboolsnelheid is 60 kSymbolen/s. Tabel 6.2 geeft een overzicht van enkele symboolsnelheden en de CPU-belasting die ze met zich meebrengen.



(a) boven: synchronisatiepuls onder: datasignaal



(b) boven: /HOLD-puls die het samplen triggert onder: datasignaal



(c) boven: End-Of-Conversion puls onder: datasignaal

Figuur 6.2: (a) Synchronisatiepuls (b) /HOLD-signaal (c) End-Of-Conversion

6.1.3 Matlab Link

De Matlab Link is een set van functies die werden geïmplementeerd als uitbreiding van de 'Matlab Link for Code Composer Studio'. Deze functies laten toe om grotere blokken data uit te wisselen tussen Matlab en de DSP. Omdat de verbinding hiervoor gebruik maakt van RTDX is de snelheid echter beperkt tot maximaal 15 kBytes/s.

Bij elke transfer van een blok komt er bovendien nog een extra overhead bij om de transmissie te starten en te beëindigen. Omdat het geheugen van de DSP beperkt is, moet men het streamen van data tussen Matlab en de DSP doen aan de hand van kleine blokken van data. Door de overhead die al deze transfers met zich meebrengen is de maximale streamingsnelheid 2 kSymbolen/s van 16 bit per symbool.

6.1.4 RF-hardware

De RF-hardware bestaat uit aangepaste WLAN-kaartjes, waarvan enkel de IEEE 802.11b 2,4 GHz RF-chipset wordt gebruikt. De andere delen van de WLAN-kaartjes zijn gebypassed zodat het RF-gedeelte rechtstreeks kan worden aangestuurd.
De zender bestaat uit twee dergelijke kaartjes die simultaan zenden. Om SISO-systemen te kunnen analyseren kunnen deze zenders ook individueel gebruikt worden. Ook de ontvanger heeft twee antennes. Om hier een SISO-systeem te maken kan één van de twee antennes genegeerd worden.

De werking van het RF-gedeelte wordt sterk beïnvloed door de versterkingen van de RF-componenten. Deze versterkingen kunnen voor elke antenne afzonderlijk ingesteld worden, zowel aan de zender als aan de ontvanger. Deze versterkingen moeten ingesteld worden zodat geen enkele RF-component in verzadiging is. Deze tuning is niet zo gemakkelijk omdat de betreffende potentiometers niet-lineaire effecten hebben op de versterkingen en bovendien speelt de toestand van de omgeving ook een rol. Dit zorgt ervoor dat afhankelijk van de interferentie bij de ontvanger er al dan niet verzadiging is. Dit probleem zou kunnen opgelost worden door gebruik te maken van Automatic Gain Control (AGC).

6.2 Systeem over draad

Om de werking van het gerealiseerde systeem onder gekende condities te kunnen testen, is er een opstelling gemaakt waarbij de antennes vervangen zijn door een draad. De in-fase- en kwadratuurcomponenten, die normaal met de RF-hardware verbonden zijn, worden rechtstreeks met elkaar verbonden waardoor een eenheidskanaal gecreëerd wordt.

Deze opstelling biedt een aantal extra mogelijkheden. Doordat een eenheidskanaal wordt opgelegd, zijn de symbolen die aan de ontvanger toekomen enkel verstoord door ruis, die bovendien te verwaarlozen is. Dit laat toe om de werking van zender en ontvanger stap voor stap te analyseren.
Wanneer de werking van het systeem geverifieerd is, kan men aan de zender per frame een gesimuleerd kanaal toepassen. Deze kanalen kunnen gegenereerd worden in Matlab en worden dan via de Matlab Link naar de DSP gestuurd. Hierdoor kan men de performantie van de gebruikte algoritmes analyseren.

Om de verbinding nog realistischer te maken, voegt de ontvanger ruis toe aan het ontvangen signaal. De DSP beschikt echter enkel over een randomgenerator met uniforme verdeling. Deze generator kan wel gebruikt worden om een Gaussiaanse verdeling te bekomen. Deze ruis wordt echter discreet gegenereerd door aan de ontvanger een set van 128 amplitudes te definiëren die, wanneer hier uniform random uit gekozen wordt, Gaussiaans verdeeld zijn. Het belangrijkste nadeel van deze methode is het beperkte domein van de gegenereerde ruisamplitudes. Dit maakt dat bij hogere SNR's de staarten van de Gaussiaanse verdeling niet gemodelleerd worden.

Figuur 6.3 geeft de resultaten van een simulatie met de experimentele opstelling. De zender gebruikt per frame een nieuw random kanaal, die gegenereerd worden in Matlab zoals in sectie 2.2 beschreven is. We stellen vast dat het MIMO-systeem een hogere diversiteit haalt dan het SISO-systeem. Verder kan opgemerkt worden dat naarmate een betere kanaalschatting wordt gebruikt, we een betere performantie krijgen.
Bij hoge signaal-ruisverhoudingen is er een afwijking ten opzichte van wat men zou verwachten. Dit kan verklaard worden door de simulatiemethode van de ruis waarbij de staarten van de Gaussiaanse verdeling wegvallen.

Figuren 6.4 en 6.5 tonen de 4-QAM-constellaties aan de ontvanger. We zien dat de constellaties van het MIMO-systeem, na Alamouti-decodering, reeds duidelijk worden bij lagere signaal-ruisverhoudingen dan het SISO-systeem.

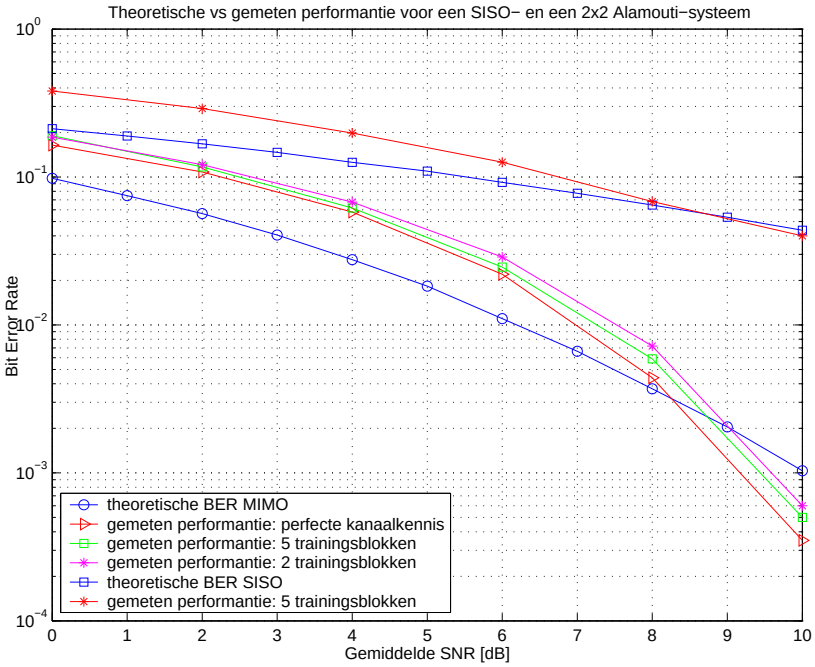
6.3 Systeem met antennes

In deze sectie geven we de resultaten weer van een aantal metingen op het systeem met antennes. Figuur 6.6 toont een vergelijking van de bitfoutenkans van de experimentele opstelling met de theoretische curves. Voor het SISO-systeem bekomen we een bitfoutenkans van 0,14 ($\approx$ 1 fout op 7) waarbij de signaal-ruisverhouding op 7,5 dB gemeten werd. Dit is slechter dan de theoretische waarde. Dit kan ondermeer verklaard worden door een onnauwkeurige tuning van de versterkingen van de analoge frontends, waardoor deze soms in verzadiging kunnen komen. Dit geeft aanleiding tot niet-lineariteiten in het ontvangen signaal.

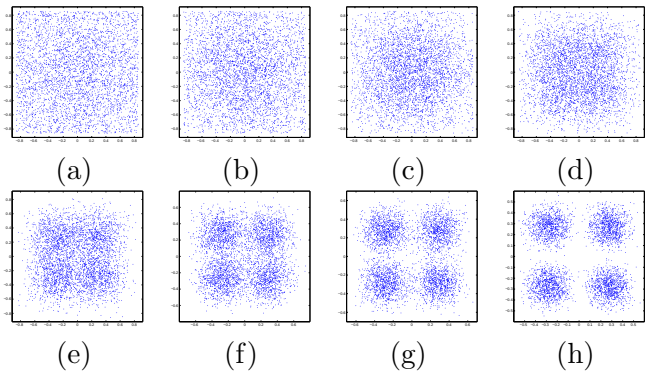
Een tweede mogelijke reden is een onnauwkeurige bepaling van de signaal-ruisverhouding. De SNR werd bepaald door één punt van de constellatie door te zenden. Het signaalvermogen is dan het kwadraat van de magnitude van de gemiddelde waarde, het ruisvermogen de variantie van de gemeten symbolen. Deze meting neemt de ruis mee die geïntroduceerd wordt door afwijkingen op de kanaalschatting. Dit effect wordt echter verwaarloosd op basis van metingen die gedaan werden bij het systeem over draad. Hier werd een afwijking van 30% geforceerd op de kanaalschatting, waarna werd vastgesteld dat er weinig invloed is op de signaal-ruisverhouding.

Het MIMO-systeem heeft een bitfoutenkans van 0,0115 ($\approx$ 1 fout op 100), ook bij een signaal-ruisverhouding van 7,5 dB. Hieruit blijkt dat het MIMO-systeem een betere performantie haalt dan het SISO-systeem. Figuur 6.7 toont de constellaties die ontvangen werden.

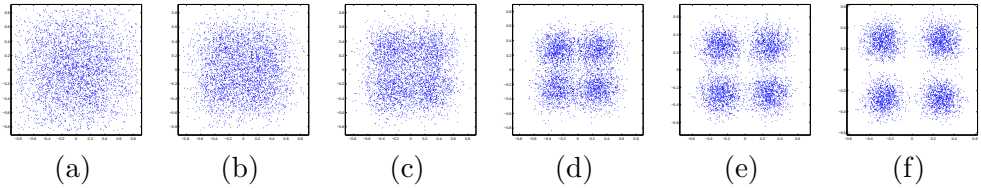
In een tweede experiment werd de variatie van het draadloos kanaal opgemeten. Hiertoe werd de zender ingesteld om continu trainingsblokken door te sturen. De ontvanger stuurt de ontvangen blokken door naar Matlab zonder verwerking. In Matlab werd hier dan een



Figuur 6.3: Systeem over draad: vergelijking van BER in functie van SNR met de theoretische waarden voor SISO en MIMO

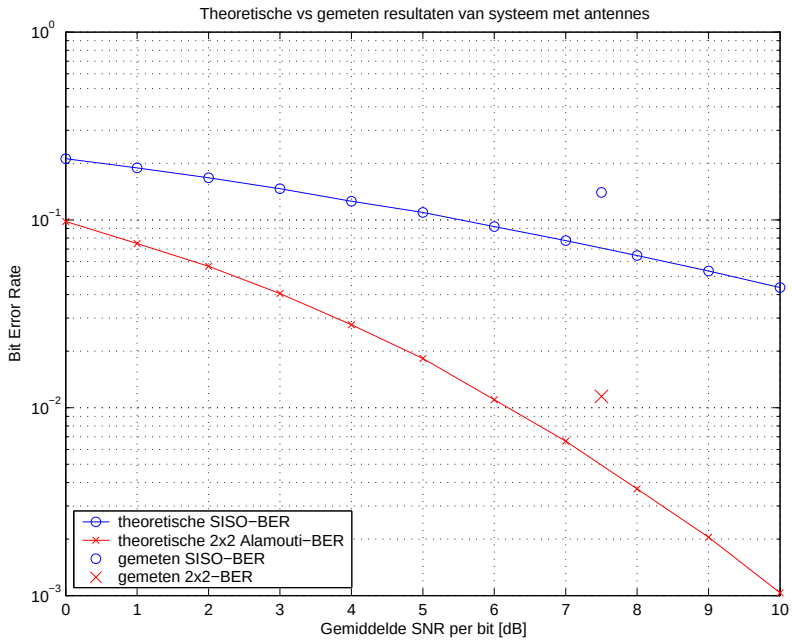


Figuur 6.4: SISO-systeem over draad, kanaalschatting met 5 trainingblokken: SNR = (a) 0dB (b) 2dB (c) 4dB (d) 6dB (e) 8dB (f) 10dB (g) 12dB (h) 14dB

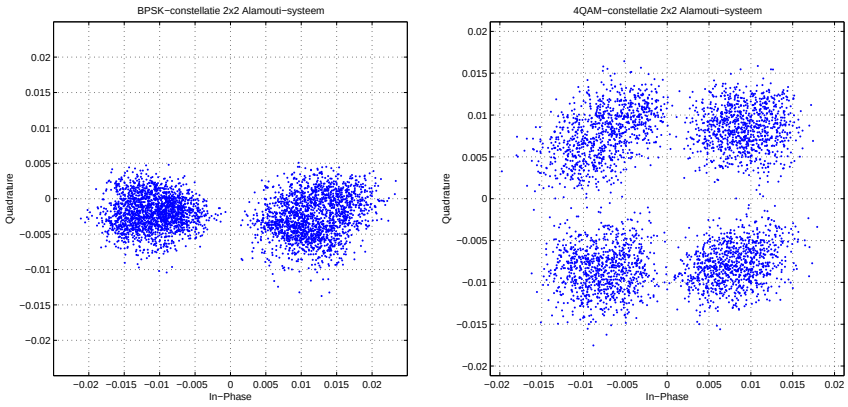


Figuur 6.5: MIMO-systeem over draad, kanaalschatting met 5 trainingblokken: SNR = (a) 0dB (b) 2dB (c) 4dB (d) 6dB (e) 8dB (f) 10dB

uitgebreide kanaalschatting op uitgevoerd. Figuur 6.8 geeft het resultaat van dit experiment voor één kanaalparameter. We zien dat de kanaalparameter slechts weinig varieert gedurende 3000 samples. Deel (b) van deze figuur toont een effect op de kanaalparameters dat enkel optreedt in het eerste frame. De eerste samples bereiken niet de volledige amplitude door een soort 'loading effect', waardoor de kanaalschatting vertekend wordt. We hebben geen echte verklaring gevonden voor dit effect, maar door een aantal extra 'ghostsymbolen' in te voegen kan het wel omzeild worden.

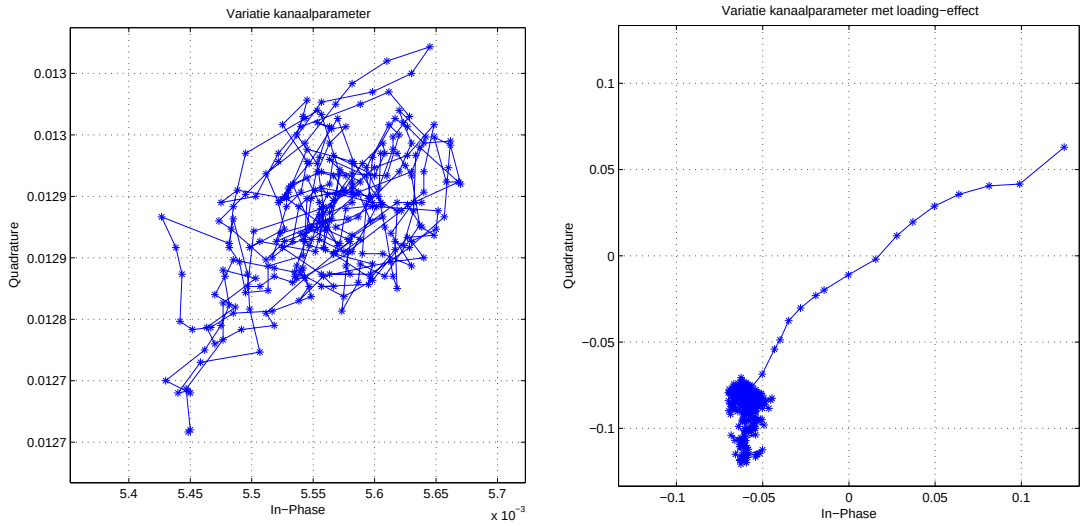


Figuur 6.6: Gemeten BER van de experimentele opstelling voor een SISO-systeem en een MIMO-systeem (2x2 Alamouti-schema) bij 4-QAM-modulatie



(a) (b)

Figuur 6.7: Ontvangen (a) BPSK-constellatie en (b) 4-QAM-constellatie bij 2x2 Alamouti-schema met antennes

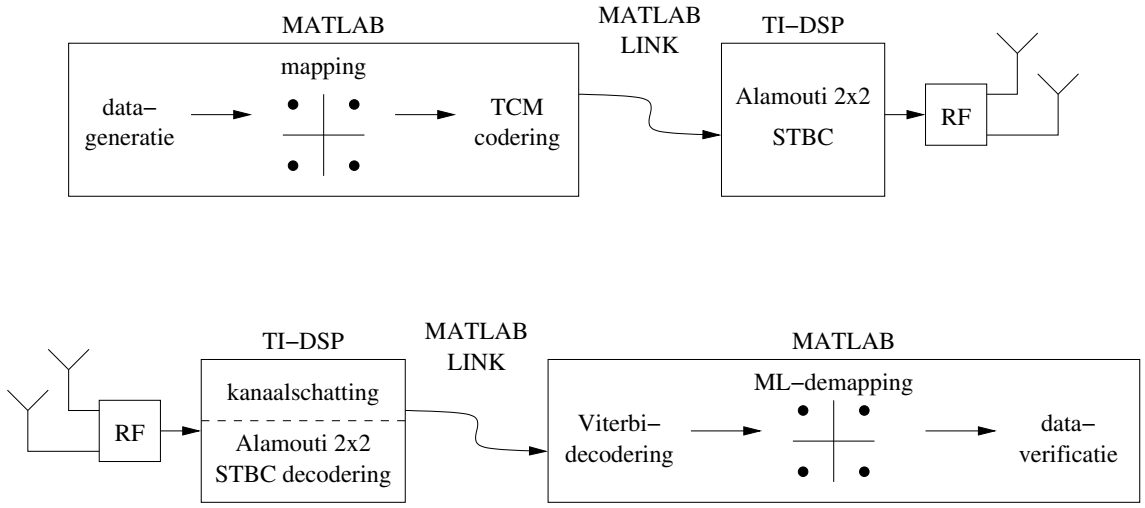


(a) (b)

Figuur 6.8: (a) Variatie op de kanaalschatting (b) Loading effect op de kanaalschatting

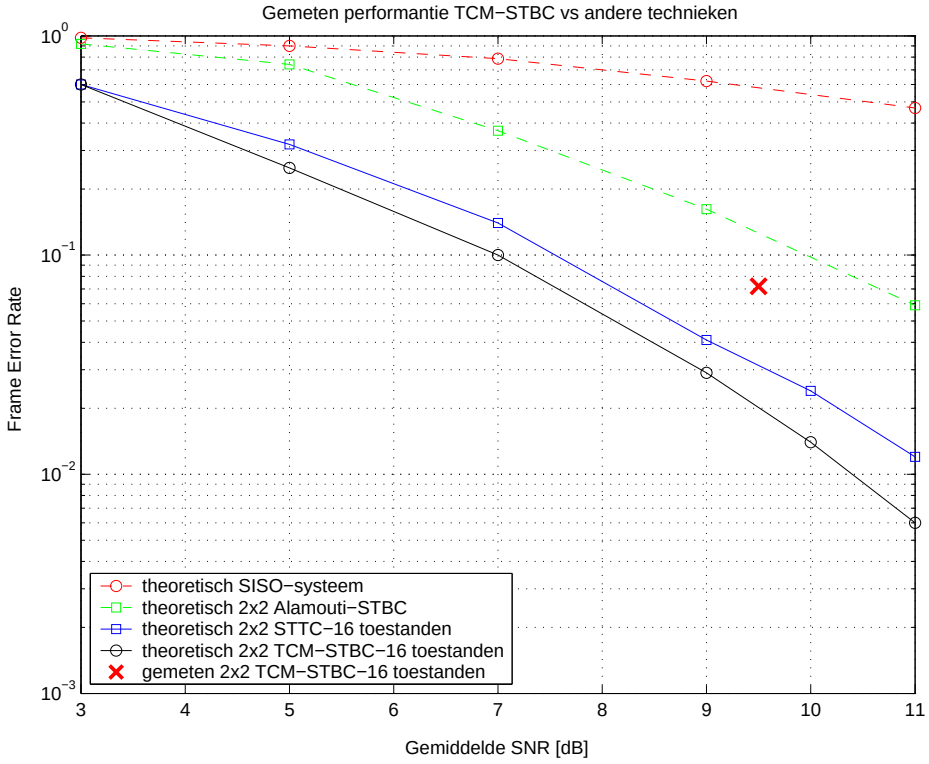
6.4 Geconcateneerd systeem

Het gebruik van Matlab in de experimentele opstelling geeft een grote flexibiliteit om verschillende algoritmes te evalueren. Om dit te illustreren werd een geconcateneerd systeem gemaakt waarvan het blokschema in figuur 6.9 weergegeven is. In Matlab gebeurt de datageneratie, de mapping op een constellatie en de trellis coded modulatie. De resulterende symbolen worden naar de DSP gestuurd via de Matlab Link, waar ze Alamouti-geëncodeerd worden. Aan de ontvangerszijde gebeurt de kanaalschatting en Alamouti-decodering op de DSP. Het resultaat wordt in soft-informatie naar Matlab gestuurd. Hier wordt dan het Viterbi-algoritme toegepast voor de trellisdecodering en gebeurt er een demapping terug naar bits. Matlab laat toe om een flexibele analyse te doen op de ontvangen data.

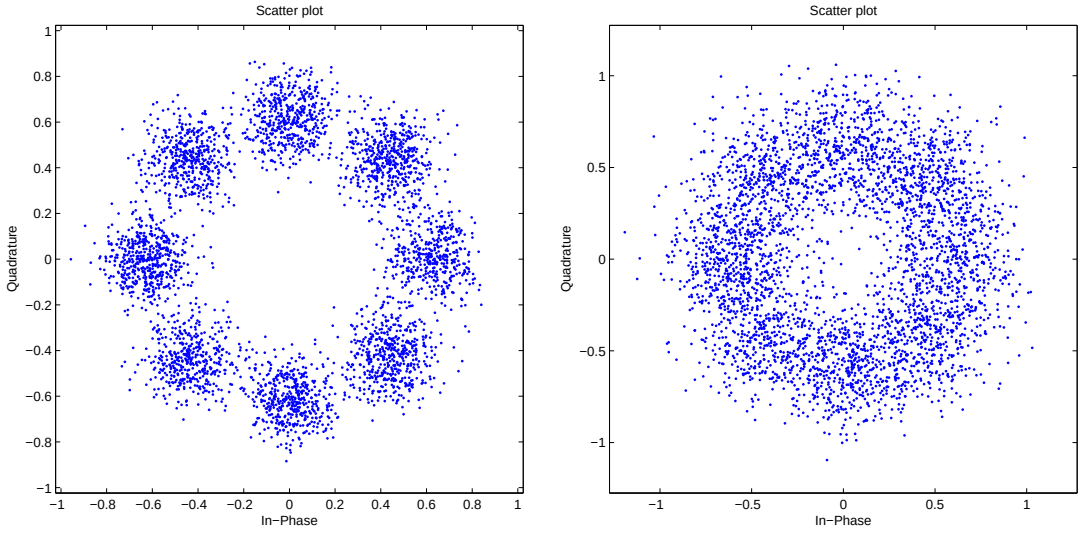


Figuur 6.9: Blokschema van de opstelling met trellis coded modulation

Figuur 6.10 toont het gemeten resultaat van de opstelling. Hierbij moet er wel opgemerkt worden dat de meting op een beperkt aantal frames is gebeurd omwille van de lange rekentijd in Matlab. We merken dat de performantie beter wordt ten opzichte van het systeem zonder kanaalcodering. Dit gaat ten koste van sterk verhoogde complexiteit. De opstelling bereikt een BER van 0,002 en een FER van 0,072 bij een SNR van 9,5 dB. Figuur 6.11b toont de 8-PSK-constellatie ontvangen bij een SNR van 9,5 dB. Alhoewel de constellatie niet echt duidelijk meer te onderscheiden is, zijn er toch weinig bitfouten dankzij de kanaalcodering. De fouten die dan toch optreden, komen voor in bursts zoals weergegeven in figuur 6.12. Dit komt doordat het Viterbi-algoritme tijd nodig heeft om te recupereren na een foute beslissing.

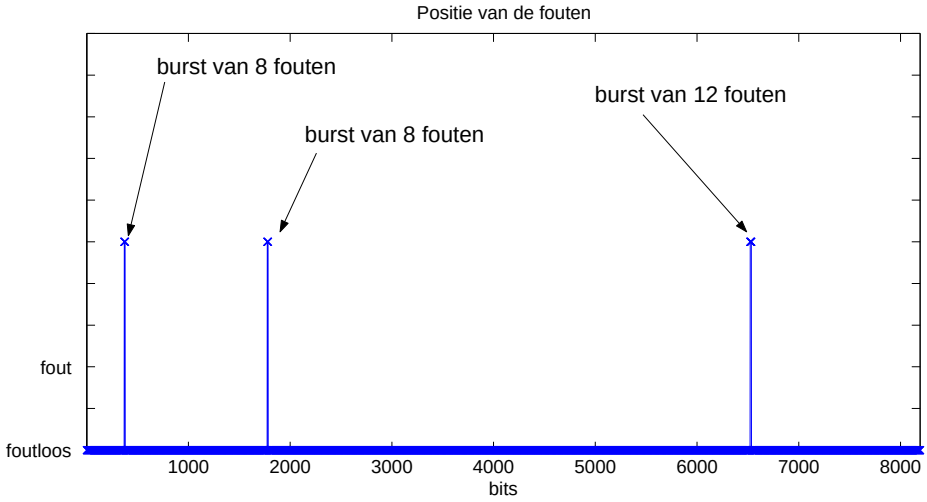


Figuur 6.10: Vergelijking van de performantie van het geconcateneerd systeem met de theoretische waarde



(a) (b)

Figuur 6.11: Ontvangen 8-PSK TCM-constellaties: (a) SNR = 15 dB (b) SNR = 8 dB



Figuur 6.12: Fouten komen voor in bursts

Hoofdstuk 7

Besluit

Een belangrijk probleem in draadloze communicatie is fading. Systemen met meerdere zend- en ontvangstantennes bieden hiervoor een oplossing door het introduceren van diversiteit. De verschillende paden tussen de zenders en ontvangers laten toe een robuustere detectie van het uitgezonden signaal te doen. Er zijn verschillende signaalverwerkingstechnieken waarmee dit kan gebeuren.

Space-time blokcodes laten toe om met eenvoudige lineaire verwerkingen een maximum-likelihood detectie te doen en halen bovendien de volledige diversiteit. Deze codes bieden echter geen coding gain. Space-time trelliscodes bieden zowel diversiteit als coding gain, ten koste van extra complexiteit in de decodering. Geconcateneerde systemen voegen aan de space-time coding techniek een buitencode toe die zorgt voor een coding gain. Simulaties hebben aangetoond dat deze laatste systemen een betere performantie hebben dan space-time trelliscodes met dezelfde complexiteit.

In deze thesis werd een 'proof of concept' geleverd van de voordelen van MIMO-systemen ten opzichte van klassieke SISO-systemen. Hiervoor is een experimentele opstelling gebouwd. De opstelling bestaat uit twee zend- en ontvangstantennes die aangestuurd worden door DSP-processoren. Verder is er een verbinding opgezet tussen de processoren en Matlab. Deze combinatie zorgt voor een zeer flexibel systeem. De aanwezigheid van Matlab maakt het mogelijk om algoritmes die ontworpen zijn in Matlab snel uit te testen op een reëel kanaal. Bovendien kunnen uitgebreide analyses gebeuren op de ontvangen data. De DSP-processoren laten toe om de algoritmes op hun real-time aspecten te evalueren. Om de flexibiliteit van de opstelling aan te tonen is een geconcateneerd systeem geïmplementeerd waarbij een gedeelte van de verwerking in Matlab gebeurd en een deel op de processoren.

Tijdens de implementatie van de experimentele opstelling zijn we geconfronteerd met een aantal problemen. Eerst en vooral zijn er de aspecten van bit- en framesynchronisatie, waarvan in de opstelling abstractie werd gemaakt. Verder was het niet eenvoudig om alle verwerking binnen de harde deadlines te krijgen van het real-time systeem. Het grootste probleem hierbij zijn de beperkte mogelijkheden van de input/output naar de convertoren, waardoor een groot deel van de beschikbare tijd naar context-switches gaat. Een oplossing hiervoor is het gebruik van EDMA, maar het hardware-ontwerp van de convertor-dochterkaarten laat dit niet toe. Dit legt beperkingen op aan de symboolsnelheid die gehaald kan worden.

Het grootste probleem bij het uitvoeren van experimenten is het instellen van de versterkingen van de antennes. Een onnauwkeurige instelling van deze versterkingen geeft aanleiding tot verzadiging in de zender of ontvanger. Hierdoor ontstaat een vervorming van de ontvangen constellatie. Een mogelijke oplossing is het gebruik van automatic gain control.

De metingen die gedaan werden met de experimentele opstelling tonen aan dat de performantie van het MIMO-systeem beter is dan het SISO-systeem. Naarmate elektronische systemen steeds meer complexiteit toelaten, zal de kostprijs van de extra zenders en ontvangers met bijhorende digitale verwerking beperkt blijven. Daarom zijn we van mening dat meerdere-antenne systemen een belangrijke rol zullen spelen in toekomstige draadloze communicatie.

Bibliografie

[1] Alister Burr. *Modulation and Coding for Wireless Communications*. Prentice Hall, 2001.

[2] Ayman Naguib, Nambi Seshadri, A. R. Calderbank. Increasing Data Rates over Wireless Channels. *IEEE Signal Processing Magazine*, mei 2000.

[3] David Gesbert, Mansoor Shafi, Da-shan Shiu, Peter J. Smith, Ayman Naguib. From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 21(3), april 2003.

[4] Erik G. Larsson, Petre Stoica. *Space-Time Block Coding for Wireless Communications*. Cambridge University Press, juni 2003.

[5] Gerard J. Foshini, Michael J. Gans. On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when using Multiple Antennas. *Wireless Personal Communications*, 6(3), maart 1998.

[6] Hongmei Gou. Space-Time Block Coding. Technical report, mei 2003.

[7] I. Emre Telatar. Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels. Technical report, oktober 1995.

[8] J. G. Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill, New York, 1989.

[9] John A. C. Bingham. Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come. *IEEE Communications Magazine*, mei 1990.

[10] Leon W. Couch. *Digital and Analog Communication Systems*. Prentice Hall, 6th edition, januari 2001.

[11] Olivier Rousseaux. Ontwerp en Studie van Efficiënte OFDM-gebaseerde Algoritmen voor Spatiale Multiplexering (SDMA) in Draadloze Communicatie Systemen. Technical report, K.U. Leuven, 1999.

[12] P. Delonge. Techniques de Transmission à Porteuses Multiples: DMT - OFDM, juni 1996.

[13] Prof. Dr.-Ing. K.-D. Kammeyer. Overview of Space-Time Codes.

[14] Qing Yan, Rick S. Blum. Improved Space-Time Convolutional Codes for Quasistatic Slow Fading Channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, oktober 2002.

[15] Christian Schneider. Multiple input - Multiple output (MIMO) Communication Systems. Technical report, Telenor, mei 2001.

[16] Siavash M. Alamouti. A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications. *IEEE Journal on Select Areas in Communications*, 16(8), oktober 1998.

[17] Spectrum Digital, Inc. *TMS320C6713 DSK Technical Reference*, mei 2003.

[18] Karen Su. Space-Time Coding: From fundamentals to the future. Technical report, Trinity Hall, september 2003.

[19] Sumeet Sandhu, Robert W. Heath Jr., Agrogyaswami Paulraj. Space-Time Block Codes versus Space-Time Trellis Codes. *IEEE Communications Letters*, november 2000.

[20] Texas Instruments. *Code Composer Studio User's Guide (Rev. B)*, maart 2000. spru328b.

[21] Texas Instruments. *TLV5604/08/31 and TLV5614/10/30 Evaluation Module User's Guide*, oktober 2000.

[22] Texas Instruments. *TLV5630, TLV5631, TLV5632 8-Channel, 12-/10-/8-Bit, 2.7-V to 5.5-V Low Power Digital-to-Analog Converters with Power Down and Internal Reference*, september 2000.

[23] Texas Instruments. *TMS320 DSP/BIOS User's Guide (Rev. B)*, maart 2000. spru328b.

[24] Texas Instruments. *Applications using the TMS320C6000 Enhanced DMA*, october 2001. spra636a.

[25] Texas Instruments. *ADS8364EVM User's Guide*, maart 2002.

[26] Texas Instruments. *Code Composer Studio Getting Started Guide (Rev. D)*, augustus 2003. spru509d.

[27] Texas Instruments. *TMS320C6000 DSP Enhanced Direct Memory Access (EDMA) Controller Reference Guide*, juli 2003. spru234.

[28] Texas Instruments. *TMS320C6000 DSP Peripherals Overview Reference Guide (Rev. E)*, juli 2003. spru190e.

[29] Texas Instruments. *TMS320C6000 DSP/BIOS Application Programming Interface (API) Ref Guide (Rev. F)*, december 2003. spru403f.

[30] Texas Instruments. *TMS320C6000 DSP External Memory Interface (EMIF) Reference Guide (Rev. B)*, april 2004. spru266b.

[31] Texas Instruments. *TMS320C6000 DSP Multichannel Buffered Serial Port (McBSP) Reference Guide (Rev. C)*, maart 2004. spru580c.

[32] Texas Instruments / Burr Brown. *250kHz, 16-Bit, 6-Channel Simultaneous Sampling Analog-to-Digital Converters*, juni 2002.

[33] The Mathworks. *MATLAB Link for Code Composer Studio Development Tools*, september 2003.

[34] Theodore S. Rappaport. *Wireless Communications: Principles & Practice*. Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series. Prentice Hall, juli 1999.

[35] Vahid Tarokh, Hamid Jafarkhani, A. R. Calderbank. Space-Time Block Codes from Orthogonal Designs. *IEEE Transactions on Information Theory*, 45(5), juli 1999.

[36] Vahid Tarokh, Nambi Seshadri, A. R. Calderbank. Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction. *IEEE Transactions on Information Theory*, 44(2), maart 1998.

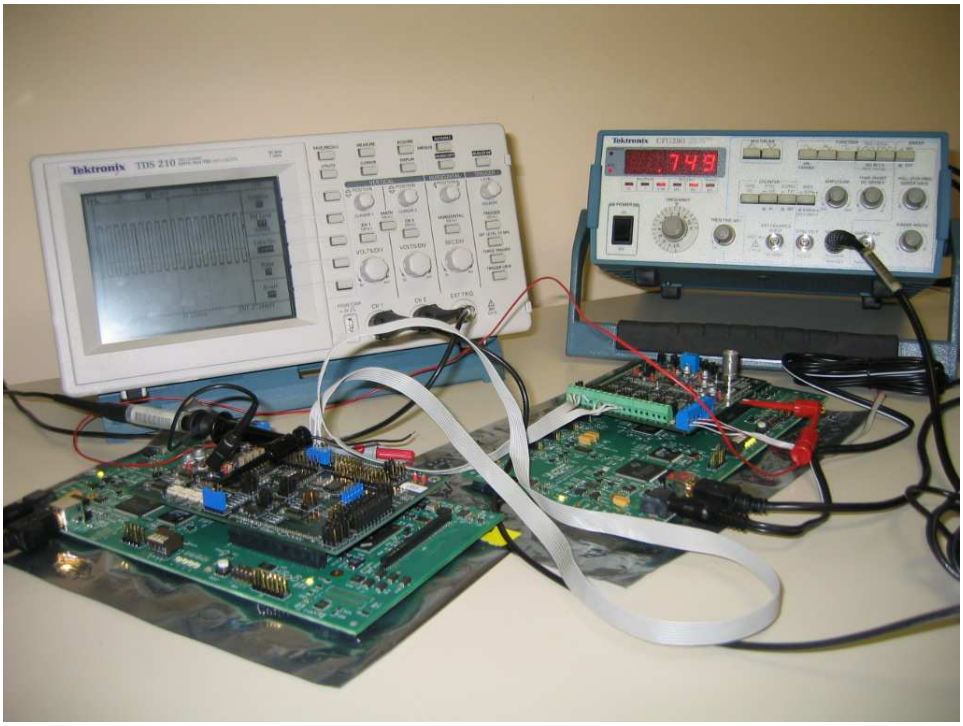
[37] Xiaotong Lin, Rick S. Blum. Improved Space-Time Codes using Serial Concatenation. Technical report, Lehigh University, 2000.

[38] Xiaotong Lin, Rick S. Blum. Systematic Design of Space-Time Codes Employing Multiple Trellis Coded Modulation. Technical report, Lehigh University, september 2001.

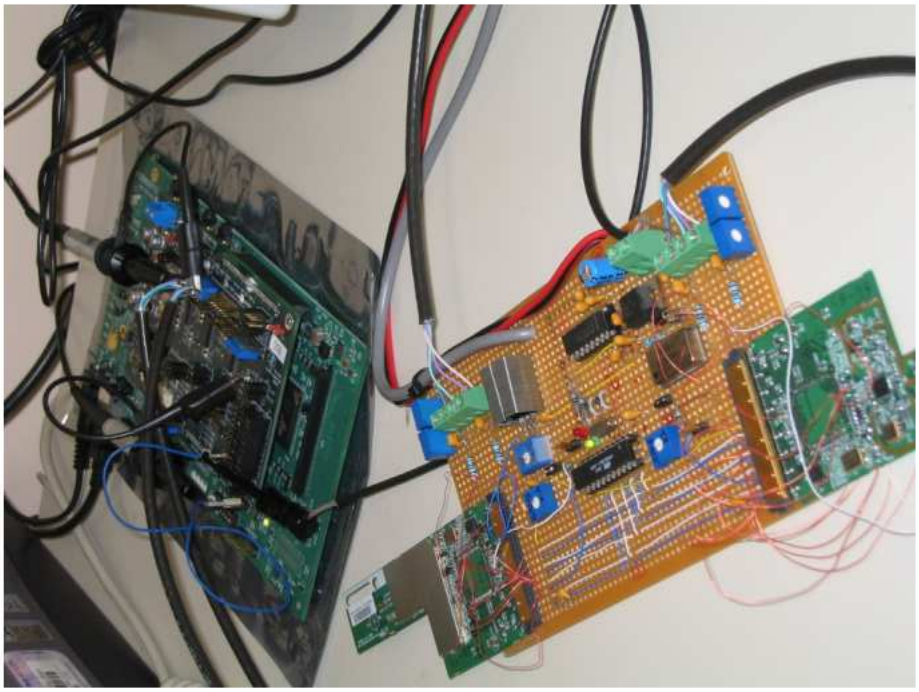
[39] Yi Gong, Khaled Ben Letaief. Concatenated Space-Time Block Coding with Trellis Coded Modulation in Fading Channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 1(4), oktober 2002.

Bijlage A

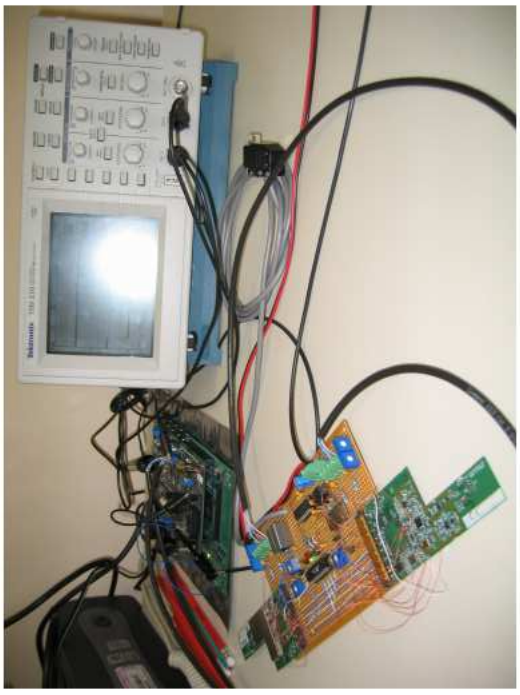
De experimentele opstelling



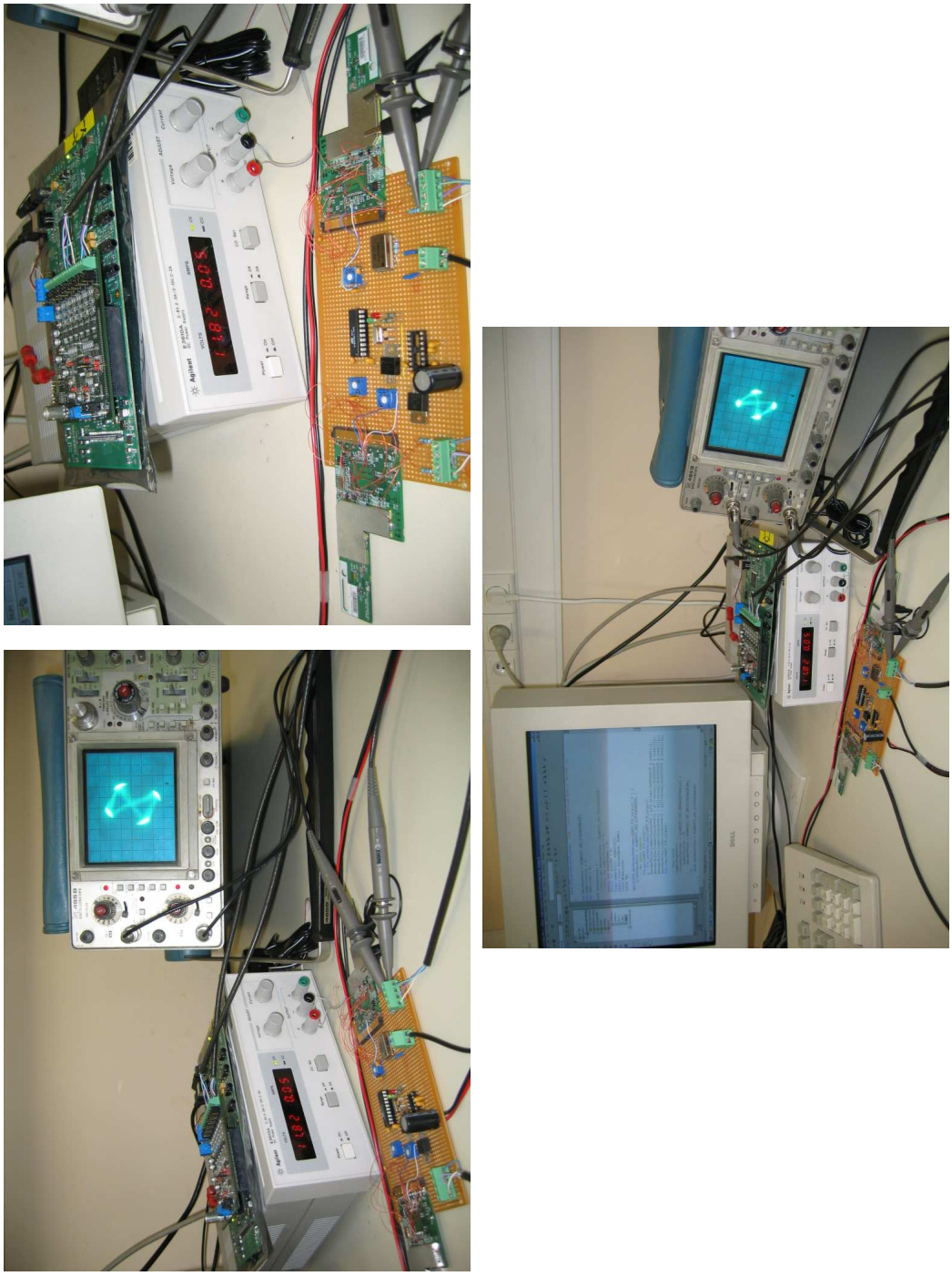
Figuur A.1: Opstelling van het systeem over draad







Figuur A.2: Opstelling van de zender



Figuur A.3: Opstelling van de ontvanger